

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ім. Ігоря Сікорського»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ
АППАРАТУРИ**

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Лисенко О.М.
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ ____ ” _____ 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

зі спеціальності 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Система слідкування за точкою максимальної потужності
фотоелектричних перетворювачів

Виконав: студент IV курсу, групи ДК-52

_____ Кучеренко Руслан Юрійович
(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Керівник доцент, канд. техн. наук Яганов П.О.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент

_____ (посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ - 2019 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»
Факультет електроніки
Кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури

Освітньо-кваліфікаційний рівень – бакалавр
Спеціальність 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____ Лисенко О.М.
(підпис) (прізвище ініціали)
«__» _____ 20__р.

ЗАВДАННЯ
на дипломний проект студенту
Кучеренко Руслану Юрійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Система слідування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів

керівник проекту Яганов Петро Олексійович, доцент, канд. техн. наук

затверджені наказом по університету від 27.05.2019 року №1405с

Термін подання студентом проекту 10 червня 2019 року

2. Вихідні дані до проекту Пристрій являє собою моноблочну конструкцію, кліматичне виконання УХЛ 1.1 по ГОСТ 15150-69. Пристрій має забезпечувати оптимальний режим роботи фотоелектричного перетворювачу, з огляду на отримання максимальної потужності від неї, вимірювання температури і освітленості.

2. Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

- Ознайомлення з технічним завданням;
- вивчення аналогів та патентний пошук;
- розробка схеми структурної;
- обґрунтування вибору елементної бази та друкованої плати;
- розробка схеми електричної принципової;
- розміщення компонентів на друкованій платі блока керування;
- проектування у Altium Designer;
- конструкторсько-технологічні розрахунки;
- електричний розрахунок друкованої плати блока керування;
- розрахунок надійності друкованої плати блока керування;
- розрахунок віброміцності друкованого вузла;
- розрахунок теплового режиму;
- проектування програмного забезпечення;
- висновки.

3. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень, плакатів, презентацій тощо):

- схему електричну принципову А1;
- складальне креслення плати А1;
- креслення друкованої плати А1;
- креслення основи А3;
- креслення кришки А2;
- креслення корпусу з платою А2.

4. Дата видачі завдання 16.03.19

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання Дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	16.03.19-26.03.19	виконано
2	Вибір елементної бази та друкованої плати	26.03.19-02.04.19	виконано
3	Схемотехнічне проектування	02.04.19-09.04.19	виконано
4	Виконання креслень схеми електричної принципової	09.04.19-23.04.19	виконано
5	Конструкторсько-технологічні розрахунки	23.04.19-30.04.19	виконано
6	Електричний розрахунок друкованої плати	30.04.19-07.05.19	виконано
7	Розрахунок віброміцності друкованої плати	07.05.19-14.05.19	виконано
8	Проектування у Altium Designer	14.05.19-21.05.19	виконано
9	Виконання креслень друкованої плати та складального креслення друкованого вузла	21.05.19-28.05.19	виконано
10	Оформлення пояснювальної записки	28.05.19-10.06.2019	Виконано

Студент _____ Кучеренко Р.Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту _____ Яганов П.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Роботу викладено на 98 сторінках, вона містить 5 розділів, 38 ілюстрацій, 9 таблиць та 51 джерело в переліку посилань.

Метою дипломного проекту є розробка установки для слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів, яка відрізняється від аналогічних рішень простотою алгоритму роботи та мінімальною затратою енергоресурсів мікроконтролера.

У першому розділі проведено аналіз літератури пошук існуючих патентних рішень відслідковування точки максимальної потужності, сформовано уявлення про конструктивні та структурні рішення, характеристики та параметри пристрою, що розробляється.

У другому розділі розроблено структурну схему, схему електричну принципову, розрахунок схеми електричної принципової, який підтверджує правильність схемотехнічного рішення.

У третьому розділі зроблено аналіз класів точності, типів та матеріалів ДП.

У четвертому розділі виконано розрахунки, що підтверджують працездатність схеми.

У п'ятому розділі розроблено програмне забезпечення для керування пристроєм слідкування за ТМП.

ABSTRACT

The work presented on 98 pages consists of 5 parts, 38 figures, 9 tables and 51 sources in the list of references.

The purpose of the diploma project is to develop a facility for monitoring the point of maximum power of photovoltaic converters, which differs from similar solutions by the simplicity of the algorithm of work and the minimum energy consumption of the microcontroller.

The first section of the work deals with analysis of the literature is carried out searching for existing patent solutions of the maximum power point tracking, the conception of constructive and structural solutions, characteristics and parameters of the device being developed are formed.

In the second section, the structural scheme, the circuit diagram of electric principles, the calculation of the circuit of the electric principle, which confirms the correctness of the circuit design is developed.

In the third section, an analysis of the classes of accuracy, types and materials of the PCB.

In the fourth section, the calculations, which confirm the efficiency of the scheme, are performed.

In the fifth section developed software to control the MPPT device.

Пояснювальна записка до дипломного проекту

**на тему: Система слідкування за точкою максимальної потужності
фотоелектричних перетворювачів**

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів.....	3
Вступ	4
РОЗДІЛ 1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК	7
1.1 Загальні теоретичні відомості.....	7
1.2 Вивчення аналогів	22
Висновки до розділу 1	25
РОЗДІЛ 2 СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ.....	27
2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи пристрою	27
2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази	31
Висновки до розділу 2	41
РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛА	42
3.1 Обґрунтування типу та матеріалу друкованої плати	42
3.2 Обґрунтування методу виготовлення друкованої плати	42
3.3 Вибір класу точності друкованої плати	43
3.4. Розміщення компонентів та трасування друкованої плати	45
3.5. Проектування друкованої плати у середовищі Altium Designer	48
Висновки до розділу 3	49
РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ.....	51
4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів друкованого монтажу	51

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>	<i>Система слідування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів Пояснювальна записка</i>	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркцшів</i>
<i>Розробив</i>		<i>Кичеренко Р.Ю.</i>						
<i>Перевірив</i>		<i>Мирошніченко</i>					<i>1</i>	<i>98</i>
<i>Реценз.</i>						<i>НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського», ФЕЛ, гр. ДК-52</i>		
<i>Н. Контр.</i>		<i>Лисенко О.І.</i>						
<i>Затвердив</i>		<i>Ягана П.О.</i>						

4.2 Електричний розрахунок друкованої плати	60
4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла	64
4.4 Розрахунок віброміцності друкованого вузла.....	69
4.5 Розрахунок теплового режиму	77
Висновки до розділу 4	81
РОЗДІЛ 5 ПРОЕКТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ	83
5.1 Проектування програмного забезпечення	83
5.2 Експериментальне дослідження	88
Висновки до розділу 5	89
ВИСНОВКИ	91
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	94
Додаток А Технічне завдання на проектування.....	99
Додаток Б Код програми	103
Додаток В Акт про впровадження	108

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів

СЕ – сонячна енергія

ФЕ – фотоелектричні

ТМП – точка максимальної потужності

P&O – perturbation and observation, збурення і спостереження

IC – incremental conductance, зростаюча провідність

CV – constant voltage, постійна напруга

SC – short-current pulse, коротке замикання

OC – open circuit voltage, напруга холостого ходу

CI – computational intelligence, обчислювальний інтелект

AI – artificial intelligence, штучний інтелект

ЕС – evolutionary computation, еволюційні обчислення

КТМП – контролери зі слідкуванням за ТМП

ДДП – двостороння друкована плата

МК – мікроконтролер

КЕ – конструктивні елементи

САПР – система автоматизованого проектування

УГП – умовно-графічне позначення

АЦП, ADC – аналогово-цифровий перетворювач

ЦАП, DAC –цифро-аналоговий перетворювач

ПМ – посадкове місце

AD – Altium Designer

ДП – друкована плата

ДМ – друкований монтаж

ДВ – друкований вузол

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		3

Вступ

На сьогодні в Україні набувають популярності енергоефективні проекти. Це зумовлено тим, що тарифи залишилися досить високими, у порівнянні з багатьма іншими державами. Служба Європейського союзу склала статистику, де Україна може виробляти не менше 74% енергії у країні, використовуючи альтернативні джерела. Проекти з використанням саме сонячної енергії найбільше цікавлять інвесторів. Від загальної кількості електроенергії, яку виробляють в Україні, сонячна становить 0,5% [1].

Нині відомо, що такі невідновлювані ресурси, як вугілля та нафта знаходяться майже на межі зникнення. Тому потрібно надавати більше уваги проектам з альтернативними джерелами. Сонячна енергія (СЕ) – регенеративна енергія, отримання якої не шкодить навколишньому середовищу. Висока технологічність процесу отримання СЕ зводить роль людини до мінімуму. А процес виробництва не такий ризикований, у порівнянні з іншими.

Саме завдяки використанню СЕ ми задовольняємо деякі наші енергетичні потреби. У багатьох країнах складено різні державні програми, які заохочують використовувати альтернативні джерела енергії. В Україні така програма отримала назву «зелений тариф» [2].

Перетворення СЕ в електричну має багато областей застосування. Приділяють увагу двом методам перетворення:

- фотоелектричний (електромагнітне випромінювання оптичного діапазону Сонця перетворюється в електроенергію постійного струму);
- термодинамічний (сконцентрована сонячна енергія використовується для одержання пари, яка, обертаючи турбогенератор, виробляє електроенергію).

В даний час фотоелектричне перетворення є одним із пріоритетних напрямків використання СЕ [3].

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		4

Фотоелектричні (ФЕ) панелі можуть використовуватись для зарядки акумуляторних батарей. Проте безпосередня зарядка від ФЕ панелей пошкодить їх і скоротить термін служби через нерегульовані струм та напругу. Тому використовують перетворювач постійного струму (DC/DC), який регулюватиме струм та напругу зарядки акумуляторних батарей відповідно до їх специфікацій.

Стрімкий розвиток фотоелектричної енергетики спонукає до більш детального вивчення характеристик сонячних елементів. Особливо актуальним є дослідження алгоритмів відстеження точки максимальної потужності (ТМП). Вихідна потужність ФЕ панелі значною мірою залежить від погодних умов: сонячного опромінення та температури навколишнього середовища. DC/DC перетворювач використовують для максимізації вихідної потужності ФЕ системи за допомогою певного алгоритму відстеження ТМП. Головною метою відстеження ТМП є наближення робочої напруги до значення, при якому ФЕ панель виробляє максимальну потужність за будь-яких погодних умов.

Для визначення ТМП в динамічних процесах зміни умов експлуатації сонячних елементів застосовують різні алгоритми, що детально розглянуті у першому розділі роботи. З патентного та літературного пошуку, було встановлено, що однією із сучасних технологій є вбудовування пристрою слідкування за ТМП в самі сонячні елементи [4,5]. Таким чином, при з'єднанні сонячних елементів у батарею, кожен з них працюватиме в режимі максимальної потужності без підключення зовнішніх пристроїв.

Дана ідея є перспективною, але наявність пристрою слідкування за ТМП в кожному сонячному елементі передбачає і керуючий пристрій із певним алгоритмом слідкування за ТМП. Даний пристрій живитиметься від енергії самої сонячної батареї, а тому має мати якомога менше енергоспоживання. Для цього необхідно мати простий алгоритм керування, що є найменш енергозатратним для мікроконтролера.

Одним з оптимальних рішень, на нашу думку, є підключення елементів пам'яті, що містять інформацію про модель сонячного елемента, до кожної фотопретворювальної комірки, разом із мікроконтролером. Таким чином, кожен

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

елемент міститиме інформацію про точку своєї максимальної потужності. При підключенні до мікроконтролера, ці дані будуть зчитані та ФЕ панель підтримуватиметься в оптимальному робочому режимі за допомогою простої програми керування, що з певною періодичністю визначатиме рівень освітленості та температури і обчислюватиме ТМП з мінімальною затратою ресурсів.

Іншим рішенням може бути використання єдиного контролера для слідкування за ТМП. При цьому він зчитуватиме дані з карток пам'яті, що вбудовані у кожний ФЕ перетворювач і визначатиме середню оптимальну ТМП. Для знаходження середньої ТМП необхідно передбачити окремий алгоритм, що може бути предметом подальших досліджень.

Мета і задачі дослідження. Метою дипломного проекту є розробка установки для слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів, яка відрізняється від аналогічних рішень простотою алгоритму роботи та мінімальною затратою енергоресурсів мікроконтролера.

Для досягнення цієї мети вирішено ряд задач, головними з яких є:

- аналіз існуючих систем для визначення ТМП;
- визначення алгоритму знаходження ТМП;
- розробка схемотехнічних та рішень апаратно-програмного комплексу та їх реалізація;
- розрахунок елементів печатної плати системи.

Практичне значення очікуваного результату. У даній роботі розробляється система слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів. До складу конструкції приладу входить контролер для слідкування за ТМП. При цьому він зчитуватиме дані про модель ФЕ панелі з картки пам'яті та актуальні характеристики навколишнього середовища (температуру та освітленість) з вбудованих давачів. Далі за одним із алгоритмів слідкування за ТМП буде подана оптимальна напруга на ФЕ панель, що забезпечить максимальну вихідну потужність.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		6

РОЗДІЛ 1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК

1.1 Загальні теоретичні відомості

1.1.1 Методи пошуку точки максимальної потужності

У зарубіжній літературі описані численні методи відстеження ТМП різної складності [6, 7]. У комерційних виробках найбільш широко використовуються методи збурення і спостереження (perturbation and observation – P&O) і зростаючої провідності (incremental conductance – IC) [8, 9] через їх зручність реалізації. Для ФЕ систем з низьким рівнем точності відстеження ТМП знаходять застосування такі методи, як метод постійної напруги (Constant voltage – CV) і струму [10-12], короткого замикання (short-current pulse – SC) [13], напруги холостого ходу (open circuit voltage – OC) [14]. Ці методи вимагають меншої кількості датчиків і недорогі в реалізації.

З розвитком комп'ютерної техніки стали популярними методи пошуку ТМП на основі обчислювального інтелекту (computational intelligence – CI) завдяки своїй адаптивній природі, які дуже ефективні при роботі в умовах часткового затінення сонячних модулів і швидкої зміни освітленості. Методи CI, як правило, діляться на методи штучного інтелекту (artificial intelligence – AI) і еволюційних обчислень (evolutionary computation – EC).

Традиційні алгоритми стеження за ТМП і їх варіації

Метод постійної напруги (CV). Алгоритм постійної напруги є одним з найпростіших алгоритмів пошуку ТМП. Робоча точка сонячного модуля утримується поблизу ТМП за рахунок регулювання вихідної напруги сонячного модуля, відповідної оптимальному постійному значенню джерела напруги U_{opt} . Ця напруга встановлюється рівною напрузі ТМП відповідно до характеристик сонячного модуля. Алгоритм передбачає, що зміни режиму роботи сонячного

модуля, такі як температура і сонячне випромінювання, не є суттєвими (положення ТМП варіюється в межах 2%), і постійна напруга U_{opt} є достатньою для досягнення оптимальних характеристик сонячного модуля поблизу ТМП. З цієї причини на практиці алгоритм CV ніколи не працює точно в ТМП при зміні умов навколишнього середовища. Під час інсталяції ФЕ системи необхідно якомога більш точно визначити напругу U_{opt} , особливо це важливо при роботі алгоритму з масивом сонячних модулів. В умовах низької освітленості, як було помічено в роботах [7, 15], метод постійної напруги є більш ефективним, ніж методи P&O і IC, що розглядаються нижче, тому метод CV часто комбінують з іншими методами пошуку ТМП.

Блок-схема методу постійної напруги, зображена на рис. 1.1, де $U_{pv}(k)$ – вихідна напруга сонячного модуля на k інтервалі пошуку ТМП; $U_{ref}(k)$ – опорна напруга фотовольтаїчної системи, задає напругу на виході сонячного модуля; ΔU_{ref} – приріст опорної напруги.

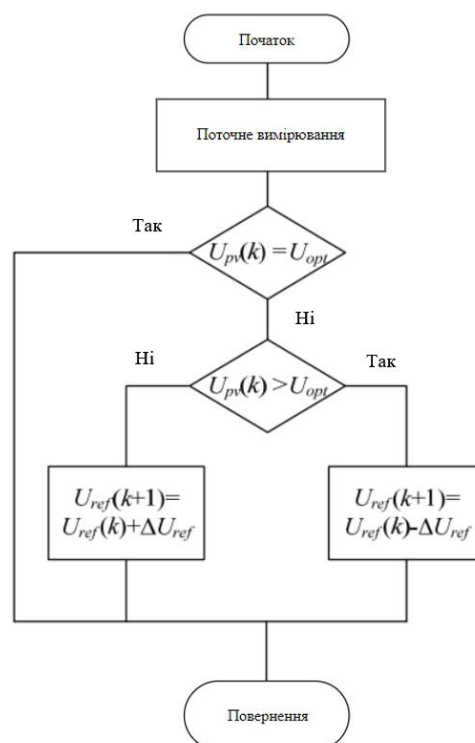


Рис. 1.1 – Блок-схема методу постійної напруги [16]

Метод холостого ходу (OV). Алгоритм заснований на тому спостереженні, що напруга, відповідна ТМП, завжди близька до напруги холостого ходу сонячного модуля [7]. Алгоритм OV полягає в тому, що оптимальна напруга встановлюється на рівні 76% від напруги холостого ходу U_{ov} і вважається оптимальною робочою напругою, за якої може бути отримана максимальна вихідна потужність. Контролер ТМП на етапі інсталяції ФЕ системи повинен визначити напругу холостого ходу сонячного модуля. Це, в найпростішому випадку, вимагає короткочасного періодичного розмикання вихідного кола сонячного модуля, що призводить до втрати потужності. В роботі [17] для стеження за напругою холостого ходу при зміні температури пропонується використовувати послідовне коло з напівпровідникових діодів з р-n-переходом, напруга якого підбирається як $0,76 \cdot U_{ov}$. Такий підхід засновано на припущенні, що температурна залежність напруги діодного кола аналогічна залежності для сонячного модуля. Запропонований спосіб позбавляє контролер ТМП в необхідності періодично вимірювати напругу холостого ходу і обчислювати оптимальну напругу. Блок-схема методу холостого ходу, зображена на рис. 1.2.

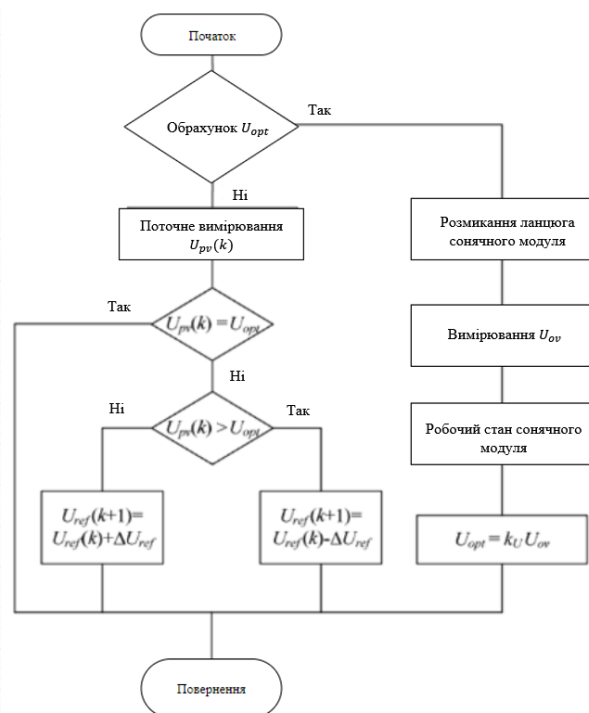


Рис. 1.2 – Блок-схема методу холостого ходу[16]

Метод короткого замикання (SC). На відміну від методу холостого ходу в методі короткого замикання фіксується струм сонячного модуля. Уважається, що оптимальне значення вихідного струму сонячного модуля прямо пропорційне струму короткого замикання I_{sc} при різних рівнях освітленості в широкому діапазоні зміни температури навколишнього середовища. Коефіцієнт пропорційності k_I становить приблизно 0,92 [7]. Таким чином, контролер ТМП на етапі інсталяції ФЕ повинен визначити струм короткого замикання сонячного модуля. Це, в найпростішому випадку, потребує короткочасного періодичного замикання вихідного ланцюга сонячного модуля, що приводить до втрати потужності. Як і Так середньому способі, контролер формує опорну напругу U_{ref} , відповідну оптимальному струму I_{opt} на виході сонячного модуля.

Блок-схема методу короткого замикання, зображена на рис. 1.3.

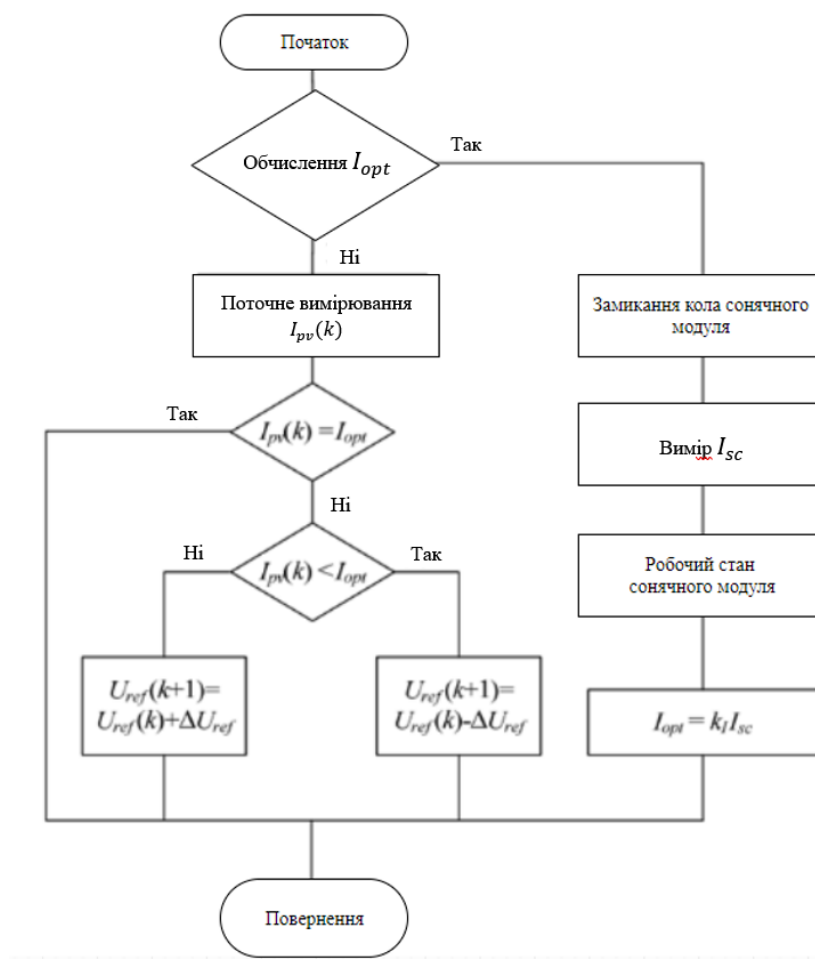


Рис. 1.3 – Блок-схема методу короткого замикання

Метод короткого замикання знаходить широке поширення на практиці в силу його реалізації засобами аналогової схемотехніки [18].

Алгоритм збурення і спостереження (perturbation and observation – P&O). Класичний алгоритм збурення і спостереження [7, 19, 20] передбачає збільшення або зменшення опорної напруги U_{ref} ФЕ системи з метою збурення системи через рівні проміжки часу і подальше порівняння вихідної потужності сонячного модуля на поточному та попередньому ($k, k-1$) етапах роботи. Якщо при зміні вихідної напруги сонячного модуля на k -му інтервалі вимірювання його потужність зростає (переходи $A_2 \rightarrow A_1, B_2 \rightarrow B_1$ на рис. 1.4, а), то система управління продовжує переміщати робочу точку сонячного модуля в цьому напрямку; в іншому випадку знак збільшення опорної напруги ΔU_{ref} змінюється, і робоча точка сонячного модуля переміщується в протилежному напрямку. На кожному наступному етапі алгоритм збурення продовжує працювати таким же чином. Основною перевагою такого підходу є простота реалізації алгоритму.

Блок-схема методу збурення і спостереження, зображена на рис. 1.5, де $U_{pv}(k), I_{pv}(k), P_{pv}(k)$ – напруга, струм і потужність сонячного модуля на k -му інтервалі пошуку ТМП;

$U_{ref}(k)$ – опорна напруга ФЕ системи, яка задає напругу на виході сонячного модуля.

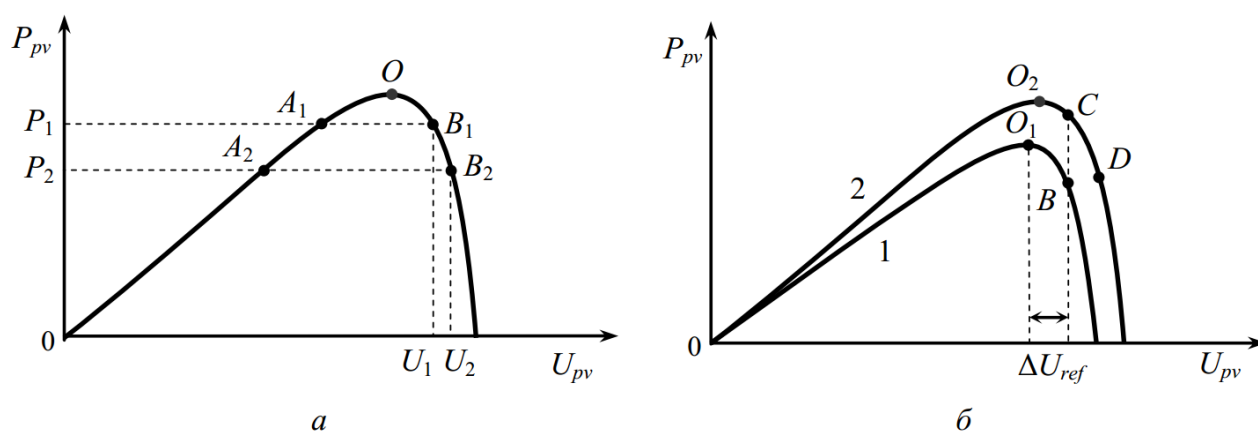


Рис. 1.4 – Рух робочої точки сонячного модуля в умовах постійного (а) і змінного (б) сонячного випромінювання [16]

Як було зазначено вище, регулювання потужності сонячного модуля здійснюється із застосуванням підвищуючого або понижуючого перетворювача постійної напруги. Якщо вважати вихідну напругу перетворювача незмінною, напруга сонячної панелі буде змінюватися відповідно до відомої рівності для підвищуючого перетворювача (формула 1.1) і для понижуючого перетворювача (формула 1.2),

$$U_{pv} = U_{\text{вих}} \cdot (1 - \gamma) \quad (1.1)$$

$$U_{pv} = \frac{U_{\text{вих}}}{\gamma} \quad (1.2)$$

де $U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга перетворювача напруги, на вхід якого поступає напруга з виходу сонячного модуля U_{pv} ;

γ – відносна тривалість відкритого стану силового ключа перетворювача напруги.

При русі робочої точки від А2 до А1 (рис. 1.4) напруга сонячного модуля U_{pv} збільшується (система управління отримує позитивний приріст ΔU_{ref} , що відповідає зменшенню γ (система управління отримує негативний приріст $\Delta \gamma$). І, навпаки, при русі робочої точки до ТМП О від В2 до В1 напруга сонячного модуля U_{pv} зменшується (система управління отримує негативний приріст ΔU_{ref}), що відповідає збільшенню γ (система управління отримує позитивний приріст $\Delta \gamma$).

У своїй простій формі цей алгоритм, як правило, має хороші характеристики за умови, що сонячне випромінювання не змінюється дуже швидко. У сталому стані робоча точка коливається навколо номінальної напруги, відповідного ТМП. Ці сталі коливання залежать від розміру кроку і частоти збурення.

Частота збурень повинна бути досить низькою, щоб ФЕ система могла досягти сталого стану до наступного збурення. Розмір кроку збурення повинен

бути достатнім для того, щоб на контролер ТМП не чинили істотного впливу перешкоди при генерації нового значення вихідної напруги [21, 22].

Блок-схема методу збурення і спостереження зображена на рис. 1.5.

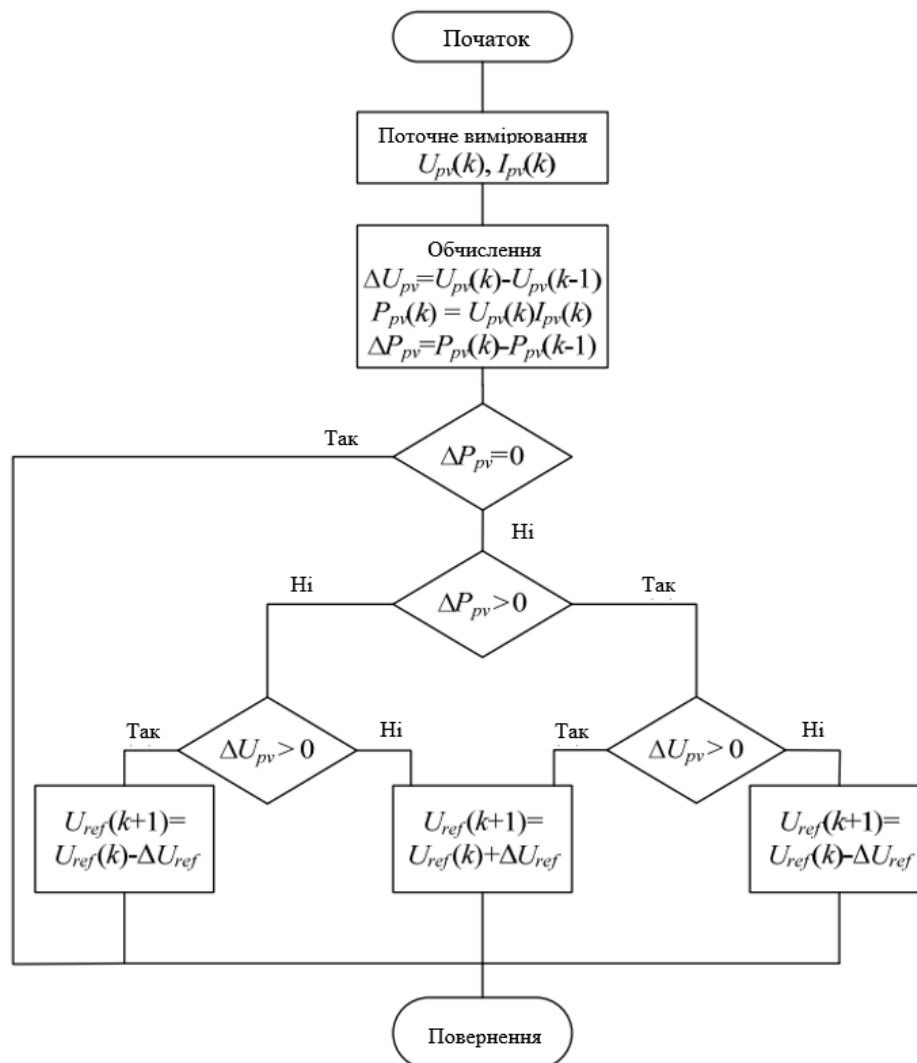


Рис. 1.5 – Блок-схема методу збурення і спостереження [16]

Недоліком класичного алгоритму Р&О є його невисока ефективність при низькому сонячному випромінюванні. З цієї причини були запропоновані альтернативні рішення. Наприклад, в роботі [23] алгоритм Р&О об'єднаний з алгоритмом постійної напруги (CV) для відстеження ТМП з високою ефективністю як при низьких, так і при високих рівнях сонячного випромінювання. Алгоритм збільшує тривалість відкритого стану силового

ключа перетворювача постійної напруги до тих пір, поки вихідна напруга сонячного модуля не стане рівною приблизно 76% від напруги холостого ходу. Потім алгоритм обчислює вихідний струм сонячного модуля. При перевищенні струмом рівня, що відповідає мінімальній потужності сонячного випромінювання, алгоритм використовує метод P&O; якщо ж струм нижче, то алгоритм використовує метод CV . Результати моделювання показують, що ефективність відбору сонячної енергії становить від 95% до 99% в широкому діапазоні сонячного випромінювання [23].

Алгоритм P&O схильний до нестійкої поведінки в умовах швидкої зміни рівня освітленості, оскільки будь-яка зміна останнього сприймається алгоритмом як результат зміни опорної напруги на попередньому етапі. Це може привести до повільного або неправильного відстеження ТМП. Наприклад, рис. 1.4, б пояснює відхід алгоритму від правильного напрямку пошуку ТМП. Нехай $O1$ є початковою точкою пошуку. У припущенні, що знак збурення ΔU_{ref} є позитивним, новою робочою точкою буде В. При незмінній освітленості алгоритм виявить зменшення потужності сонячного модуля і змінить знак збурення. Однак якщо освітленість збільшиться (перехід від кривої 1 до кривої 2) на k -му інтервалі вибірки, новою робочою точкою буде точка С, а не В. Приріст потужності сонячного модуля сприйметься як результат збурення і напрямок збільшення збережеться. Отже, новою робочою точкою буде точка D, яка явно далі від істинної ТМП $O2$. Якщо спостерігається стійке зростання освітленості, робоча точка буде як і раніше зміщуватись в сторону від істинної ТМП.

Для вирішення зазначеної проблеми були запропоновані різні модифікації алгоритму P&O. Наприклад, в роботі [24] запропонований триточковий метод, який порівнює потужність сонячного модуля в контрольній точці з потужністю, яка вимірюється до і після контрольної точки. В роботі [22] для зменшення коливань близько ТМП і зниження проблеми швидкозмінних сонячного випромінювання показано, як параметри алгоритму P&O можуть бути оптимізовані для динамічної поведінки конкретного перетворювача напруги. В

роботі [20] запропоновано просте і ефективне рішення проблеми в стеженні за ТМП в неправильному напрямку – алгоритм dP-P&O. В цьому алгоритмі вимір потужності деконструйовано для виявлення різних джерел зміни потужності сонячного модуля – в результаті збурення або зміни сонячного випромінювання. В алгоритмі враховуються тільки зміни потужності, викликані діями з боку контролера ТМП за результатами виконання його команд. Алгоритм dP-P&O передбачає додатковий вимір потужності P_x сонячного модуля в точці, що відповідає середині періоду вибірки T , як показано на рис. 1.6.

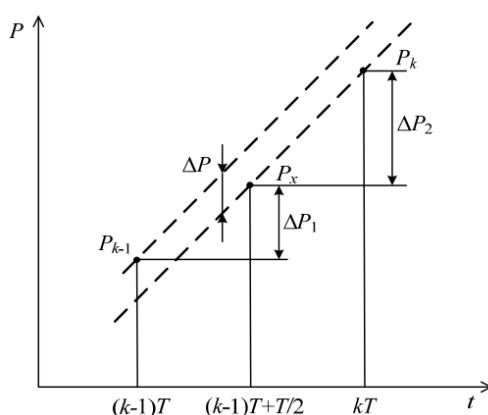


Рис. 1.6 – Обчислення збільшення потужності алгоритму dP-P&O [16]

Зміну потужності сонячного модуля ΔP_2 обумовлено зміною тільки сонячного випромінювання, а зміну ΔP_1 обумовлено потужністю, викликану збуренням з боку контролера ТМП, і зміною сонячного випромінювання. У припущенні, що швидкість зміни сонячного випромінювання є величиною постійною в межах однієї ітерації опорної напруги, приріст потужності, обумовлений дією контролера ТМП, може бути обчислено за формулою 1.3.

$$\Delta P = \Delta P_1 - \Delta P_2 = (P_x - P_{k-1}) - (P_k - P_x) = 2 \cdot P_x - P_k - P_{k-1}. \quad (1.3)$$

Автори роботи [20] показують, що метод dP-P&O здатний запобігти стеженню за ТПМ в неправильному напрямку, що властиво алгоритму P&O під

час швидкої зміни випромінювання, і супроводжується значним збільшенням швидкості стеження.

Алгоритм зростаючої провідності (ІС). Відомо, що в ТМП виконується рівність (формула 1.4):

$$\frac{dP_{pv}}{dU_{pv}} = \frac{d(U_{pv} \cdot I_{pv})}{U_{pv}} = I_{pv} + U_{pv} \cdot \frac{dI_{pv}}{dU_{pv}} = 0, \quad (1.4)$$

яку можна перетворити до виду (формула 1.5):

$$\frac{dI_{pv}}{dU_{pv}} + \frac{I_{pv}}{U_{pv}} = 0, \quad (1.5)$$

де I_{pv} і p_v та U_{pv} – струм і напруга сонячного модуля;

$\frac{I_{pv}}{U_{pv}}$ – провідність сонячного модуля;

$\frac{dI_{pv}}{dU_{pv}}$ – інкрементна (зростаюча) провідність.

Виконання рівності (формула 1.5) при відсутності зміни струму сонячного модуля ($dI_{pv} = 0$), викликане зміною інтенсивності сонячного випромінювання, дозволяє системі управління підтримувати знайдену таким чином номінальну напругу сонячного модуля без додаткового збурення.

Алгоритм на k -му інтервалі роботи починається з вимірювання поточних значень струму $I_{pv}(k)$ і напруги $U_{pv}(k)$ сонячного модуля (рис. 1.7). Потім з використанням відповідних значень, отриманих на $k-1$ інтервалі роботи, обчислюються збільшення струму ΔI_{pv} і напруги ΔU_{pv} . Основною є перевірка виконання рівності (формула 1.5), за результатами якої буде скоригована опорна напруга U_{ref} , що задає напругу на вихідних затискачах сонячного модуля. При

$$\frac{dI_{pv}}{dU_{pv}} + \frac{I_{pv}}{U_{pv}} < 0,$$

робоча точка на площині $P_{pv}(U_{pv})$ знаходиться праворуч від ТМП, тому опорна напруга коригується в бік зменшення; при

$$\frac{dI_{pv}}{dU_{pv}} + \frac{I_{pv}}{U_{pv}} > 0,$$

робоча точка сонячного модуля знаходиться зліва від ТМП, що потребує збільшення опорної напруги для наближення вихідної напруги U_{pv} до номінальної. Перевірка на виконання рівності $\Delta U_{pv} = 0$ включена в алгоритм, щоб визначити, чи потрібен керуючий вплив у вигляді корекції опорної напруги, якщо сонячний модуль уже працював в ТМП на попередньому етапі. Тут зміна атмосферних умов ($\Delta I_{pv} \neq 0$) відповідно до ВАХ сонячного модуля буде визначати, в який бік необхідно змінювати опорну напругу U_{ref} .

Таким чином, як і в алгоритмі Р&О, для переміщення робочої точки по вольт-амперній характеристиці сонячного модуля потрібно періодичне збурення керуючої змінної (в даному випадку опорної напруги).

Розглянутому алгоритму ІС властиві швидка і коректна система реагування на мінливі умови роботи сонячного модуля, більш точне відстеження ТМП і менші коливання навколо неї в порівнянні з алгоритмом Р&О [25, 26]. Однак алгоритму ІС притаманний недолік, що полягає в нестабільності, яка може з'явитися через використання операції диференціювання в алгоритмі. Також слід зазначити, що при низьких рівнях сонячного випромінювання операція диференціювання складна і схильна до вимірювання шуму, тому результати пошуку ТМП можуть бути незадовільними.

Блок-схема методу зростаючої провідності зображена на рис. 1.7.

Загалом, алгоритм ІС під час стеження за ТМП використовує фіксований розмір кроку ітерації ΔU_{ref} , який визначається вимогами точності і швидкості стеження. В роботі [27] запропоновано модифікований алгоритм ІС зі змінним розміром кроку. Такий підхід автоматично регулює розмір кроку при русі до робочої точки сонячного модуля. Коли робоча точка вважається розташованою далеко від ТМП, модифікований алгоритм збільшує крок для швидкого

наближення робочої точки до ТМП, і навпаки, коли робоча точка знаходиться поблизу ТМП, розмір кроку зменшується. Шляхом варіювання розміру кроку підвищуються точність і швидкість алгоритму [27].

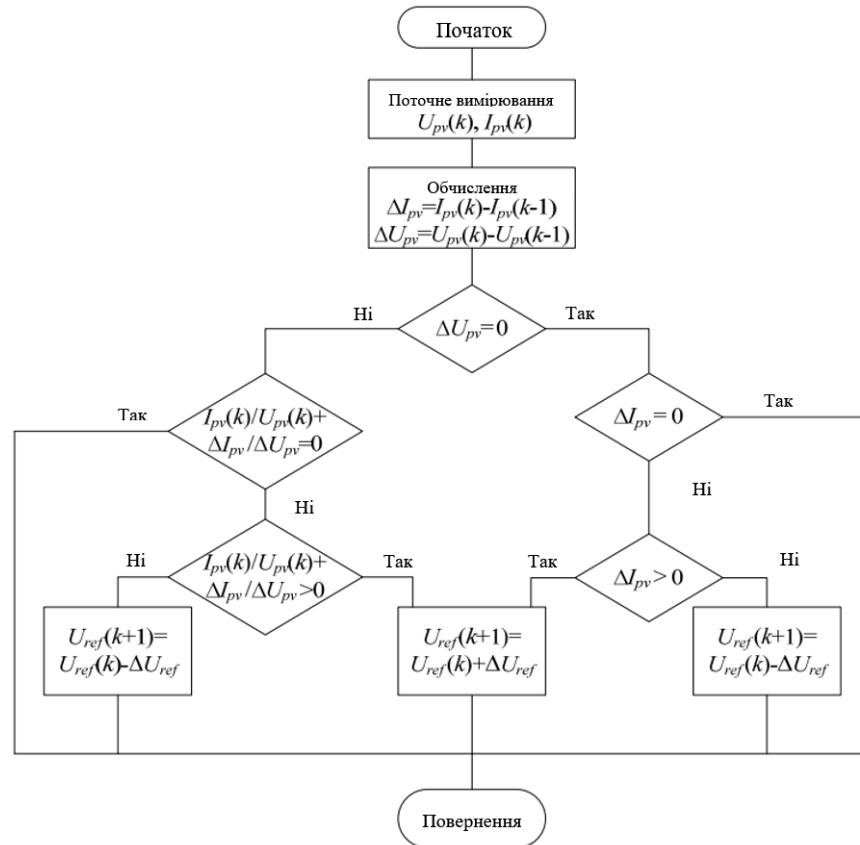


Рис. 1.7 – Блок-схема методу зростаючої провідності

1.1.2 Перетворювачі напруги DC/DC

DC/DC перетворювачі розроблені для задоволення конкретних потреб живлення різної електронної апаратури. DC/DC перетворювачі конвертують постійну напругу однієї величини в постійну напругу іншої величини. Головною складовою для досягнення ТМП ФЕ панелі є DC/DC перетворювач. Він використовується для регулювання вхідної напруги на ФЕ панелі і забезпечення відповідності навантаження для максимальної передачі потужності.

Існує кілька типів DC/DC перетворювачів: підвищуючий (boost), понижуючий (buck) та змішаний (buck-boost).

DC/DC Boost перетворювач

На рисунку 1.8 представлена схема DC/DC Boost перетворювача, що складається з перемикача живлення (M), діода (D), котушки (L), конденсатора (C), контролера перемикання і навантаження (R).

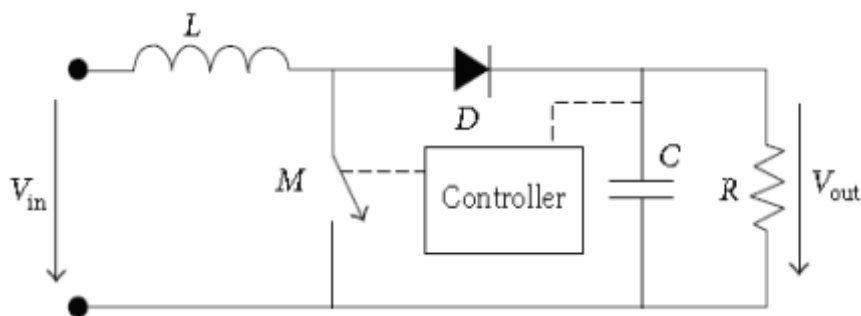


Рис. 1.8 – Схема DC/DC Boost перетворювача [28]

Контролер керуватиме перемикачем для включення і вимикання, щоб підвищити вхідну напругу до необхідного значення вихідної напруги. Коли перемикач включений, діод знаходиться у зворотному зміщенні, і електрична енергія зберігається в котушці. Таким чином, конденсатор подає струм на навантаження. Коли перемикач вимикається, накопичена електрична енергія в котушці буде передана на конденсатор і навантаження. Головна особливість – вихідна напруга більша за вхідну.

DC/DC Buck перетворювач

Подібно до DC/DC Boost перетворювача, схема DC/DC Buck перетворювача також складається з перемикача живлення (M), діода (D), котушки (L), конденсатора (C), контролера перемикання і навантаження, як показано на рис. 1.9.

DC/DC Buck перетворювач працює як система, що знижує високу вхідну напругу до низької вихідної, при чому величина вихідної напруги завжди менша за вхідну. Коли перемикач включений, збільшується вхідний струм, що протікає через котушку. За рахунок цього виникає самоіндукція, направлена на зустріч вхідному струму й перешкоджає його наростанню. Котушка накопичує енергію

магнітного поля. Коли перемикач вимикається, накопичена електрична енергія в котушці буде передана на конденсатор і навантаження. А зворотній діод створює шлях для протікання струму.

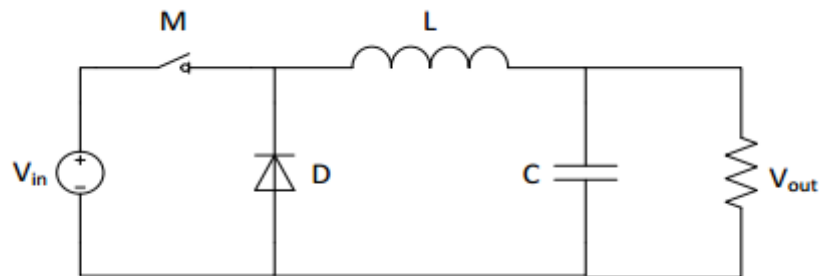


Рис. 1.9 – Схема DC/DC Buck перетворювача [28]

DC/DC Buck перетворювачі зазвичай використовуються для таких випадків, як зарядка акумуляторів, а також відстеження МТП. DC/DC Buck перетворювачі, як правило, дуже ефективні (близько 90%), що робить їх ідеальним інструментом для таких завдань, як конвертація напруги живлення комп'ютерів до нижчих напруг, що необхідні для живлення процесора і динамічної оперативної пам'яті.

DC/DC Buck-Boost перетворювач

Схема DC/DC Buck-Boost перетворювача дуже схожа на схему DC/DC Boost перетворювача, за винятком розміщення перемикаючого елемента перед котушкою (L), як показано на рис. 1.10.

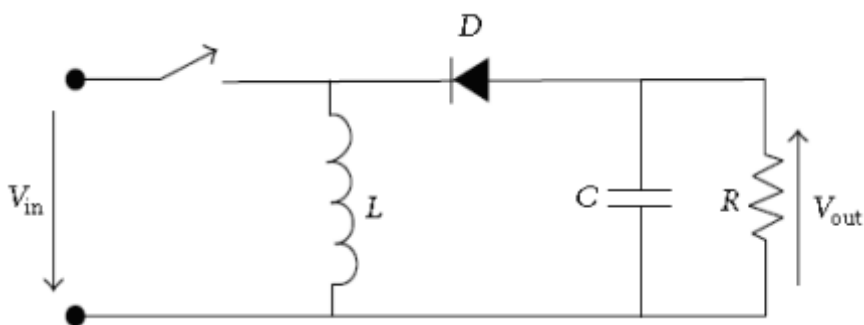


Рис. 1.10 – Схема DC/DC Buck-Boost перетворювача [28]

DC/DC Buck-Boost перетворювач може генерувати вищу або ж нижчу вихідну напругу у порівнянні з вхідною напругою. DC/DC Buck-Boost перетворювач – це каскадне підключення двох основних перетворювачів – DC/DC Buck та DC/DC Boost. Вихідна напруга цього перетворювача керується зміною шпаруватості. Якщо шпаруватість менша за 50%, конвертер працює в режимі buck, тоді значення вихідної напруги менше за значення вхідної. Якщо ж шпаруватість більша за 50%, конвертер працює в режимі boost, тоді значення вихідної напруги більше за значення вхідної. DC/DC Buck-Boost перетворювач забезпечує досягнення стабільної напруги від вхідного джерела живлення, високу ефективність та мінімальну кількість пульсацій.

DC/DC Buck-Boost перетворювач використовують в системі для забезпечення енергією житлового комплексу. Коли справа доходить до перетворення напруги постійного струму на більш низьку або вищу напругу, DC/DC Buck-Boost перетворювачі роблять це можливим і це відбувається досить ефективно.

Порівняння між DC/DC перетворювачами

Подібністю між DC/DC Buck, Boost і Buck-Boost перетворювачами є використання однакових компонентів в схемах. Але вони відрізняються індивідуальними характеристиками та експлуатаційними цілями. Кілька компонентів, таких як котушки індуктивності, конденсатори та перемикачі живлення можна враховувати при порівнянні характеристик між Buck та Boost перетворювачами. DC/DC Boost перетворювач потребує більш високої індуктивності, ніж DC/DC Buck перетворювач, тоді як останній вимагає більшого і дорожчого конденсатора для згладжування вхідного струму. Крім того, діод DC/DC Boost перетворювача дозволяє уникнути зворотного струму, а DC/DC Buck вимагає додаткового блокуючого діода для проведення максимального струму. Таким чином, DC/DC Boost перетворювач має більше переваг завдяки кращим динамічним характеристикам і недорогій реалізації.

Тим не менш, DC/DC Boost перетворювач також має деякі обмеження, які можуть призвести до меншої ефективності і втрат через занадто високу вихідну

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

потужність, надмірний вхідний струм і велике падіння напруги на діоді під час згортання напруги. Для низьких напруг, ефективність DC/DC Boost перетворювача може бути покращена шляхом заміни діода пристроєм перемикача живлення, який створює схему синхронного DC/DC Boost перетворювача (рис. 1.11).

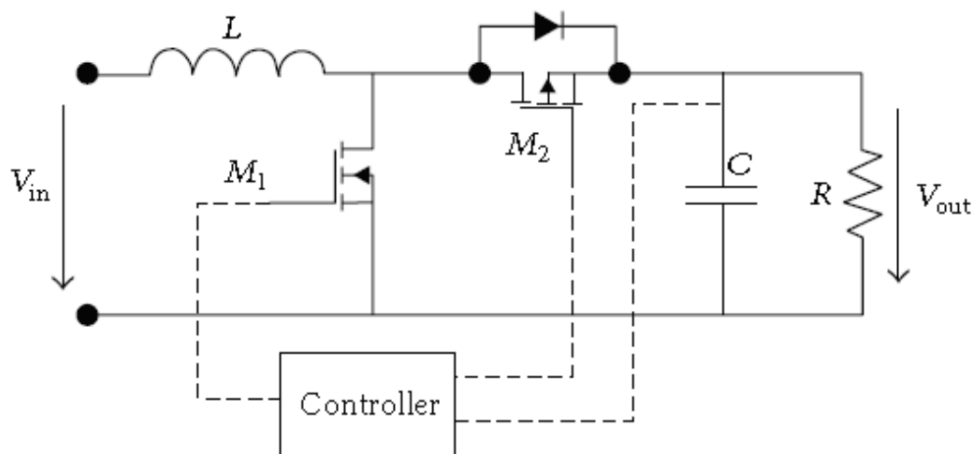


Рис. 1.11 – Схема синхронного DC/DC Boost перетворювача [28]

Крім того, DC/DC Boost перетворювач також зазнає втрат потужності через втрату провідності та комутації при різних умовах навантаження, а також високий перемикаючий шум, що зменшить якість вихідної напруги. Недоліками ж DC/DC Buck-Boost перетворювача є менша ефективність та дорожча реалізація [28].

1.2 Вивчення аналогів

Для пошуку аналогів на тему дипломного проекту потрібно в першу чергу розглянути одну з головних складових автоматичної системи – DC/DC перетворювач.

Першою було розглянуто роботу V.C. Katak та P. Tyagi «DC To DC Converter in Maximum Power Point Tracker» [29]. В ній проводиться порівняння

ефективності ФЕ панелі в залежності від використання трьох основних схем DC/DC перетворювачів.

Схема DC/DC Buck-Boost перетворювача є єдиною, яка дозволяє здійснювати спостереження за ТМП ФЕ панелі, незалежно від температури, сонячного випромінення та підключеного навантаження. Використання даної схеми може бути хорошою практикою для покращення продуктивності.

Схеми DC/DC Buck та Boost перетворювачів є найбільш ефективними відносно ціни та можливостей – гнучка зміна вихідної напруги. В той час як DC/DC Buck-Boost перетворювач завжди ефективніший, проте за більш високою ціною.

Ефективність роботи ФЕ панелі у залежності від типу DC/DC перетворювачів наведено в таблиці 1.1 [31].

Таблиця 1.1. Ефективність роботи ФЕ панелі у залежності від типу DC/DC

Навантаження	Без перетворювача	Buck перетворювач	Boost перетворювач	Buck-Boost перетворювач
$R_L = 5 \text{ Ом}$	88,5%	97,2%	91,2%	99,9%
$R_L = 20 \text{ Ом}$	40,2%	40,3%	99,7%	99,9%

Автори вважають, що гарною практикою може бути використання схеми DC/DC Buck-Boost перетворювача в ФЕ системах. Це забезпечує максимальне відстеження ТМП ФЕ панелі для будь-яких погодних умов та підключеного навантаження, що надає системі більш високу ефективність [29].

Наступною було розглянуто роботу Christopher D. Lute «AN IMPROVED DC-DC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC POWER SYSTEM APPLICATIONS» [30]. Автор стверджує, що найкраще використовувати DC/DC Boost перетворювач у ФЕ системах. Цей перетворювач був обраний через його властивість підвищення напруги, покращену ефективність та зниження вхідних пульсацій.

У статті D. Choudhary та A. Ratna Saxena «DC-DC Converter for MPPT of PV System» автори використовують високочастотний DC/DC Buck перетворювач. Вони асоціюють його з проміжним енергетичний процесором, який змінює рівні струму і напруги для відстеження ТМП. [31]

Також проведено патентний пошук. Перший патент, який було розглянуто «Перетворювач постійного струму для фотоелектричних систем» 2013 року [32]. Номер патенту в базі Google – EP2973974A1. Даний патент пропонує використовувати DC/DC Boost перетворювач, який буде досягати надзвичайно високої ефективності (більше 99,4%).

Другим розглянутим патентом є «Устройство контроллера с отслеживанием ТММ для управления системой выработки электроэнергии на основе фотоэлектрических источников» 2009 року [33]. Номер патенту в базі Google – CA2759669A1. Даний патент містить повний опис пристрою з використанням низькочастотного DC/DC Buck перетворювача (100 ГГц). Також запропоновано використовувати метод для знаходження ТМП – Perturb і Observe.

Аналізуючи опрацьовану літературу, вибір відповідної схеми DC/DC перетворювача для інтеграції з ФЕ системою не було досліджено явно, незважаючи на те, що він значно впливає на оптимальну роботу фотоелектричної системи. Дослідження відбувались теоретично або в симуляції.

З метою збільшення вироблення енергії сонячними батареями без додавання сонячних панелей використовується контролер зі слідкуванням за точкою максимальної потужності (ТМП) сонячної батареї.

Контролери зі слідкуванням за ТМП (КТМП) з'явилися на ринку в кінці 80-х років. Поступово вони стали застосовуватися все більше і більше. Зараз на ринку з'явилися КТМП з поліпшеною схемотехнікою, надійними електронними компонентами та з керуючим мікропроцесором.

Типовий КТМП постійно відстежує струм і напругу на сонячній батареї, перемножує їх значення і визначає ТМП. [34]

Точка максимальної потужності може обчислюватися різними способами, описаними у розділі 3.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

Досліджено три найпопулярніші КТМП [35]:

- EPSOLAR TRACER 2215RN MPPT 12/24В 20А (рис. 1.12а);
- PROSOLAR SUNSTAR MPPT SS-40CX 40А, АБ 12-48В(рис. 1.12б);
- EPSOLAR TRACER 3215RN MPPT 12/24В 30А(рис. 1.12в).



Рис. 1.12 – КТМП [35]

Основні переваги даних контролерів:

- максимальна ефективність перетворення напруги – 97%;
- висока ефективність слідування за ТМП – 99%;
- інтервал пошуку ТМП – кілька секунд;
- плата контролера захищена вологонепроникним покриттям (лаком);
- висока надійність.

Але основним недоліком є висока ціна: 5000 – 25000 гривень.

Висновки до розділу 1

Різноманіття методів і засобів реалізації свідчить про те, що оптимального апаратно-програмного рішення не знайдено, тому вважаємо за доцільне розгляд нової технічної пропозиції за темою проекту. Наведений в даному розділі огляд літератури та можливих алгоритмів слідування за ТМП є підґрунтям для розробки тестової моделі. Основна мета такого прототипу – з мінімальним використанням ресурсів мікроконтролера відслідковувати точку максимальної

потужності фотоелектричних перетворювачів, задовольняти умови технічного завдання, мати більш розширений функціонал та бути доступним по ціні. Огляд алгоритмів пошуку ТМП показує, що традиційні алгоритми володіють такими недоліками, як пульсації навколо ТМП, помилки в відстеження ТМП при різких змінах умов навколишнього середовища. Тому на практиці застосовують модифікації традиційних алгоритмів.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		26

РОЗДІЛ 2 СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи пристрою

Схема структурна установки для автоматизованого слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів зображена на рис.2.1.

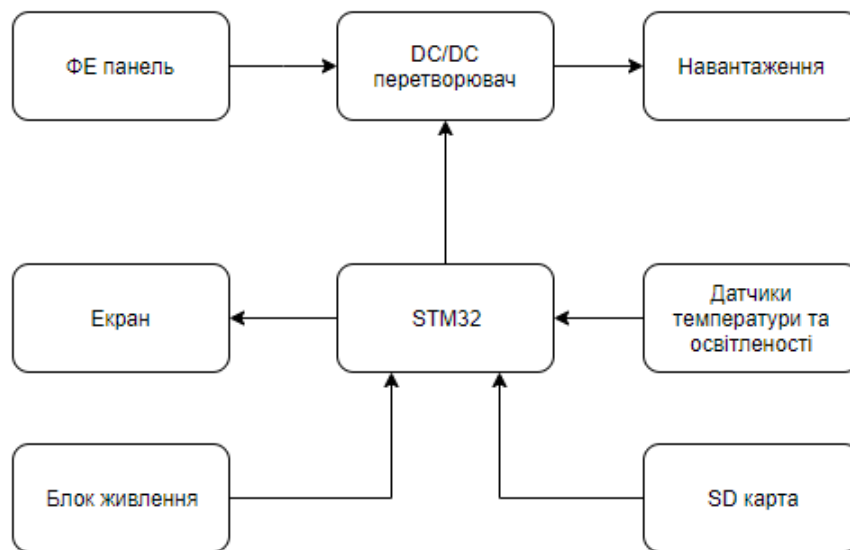


Рис. 2.1 – Схема структурна пристрою

У даній роботі розробляється система слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів.

Пристрій складається з:

- мікроконтролеру STM32;
- давачу температури;
- давачу освітленості;
- мікросхеми з вбудованим DC/DC Boost перетворювачем;
- дисплею 1602;
- блоку живлення;
- SDCard.

Для слідування за ТМП мікроконтролер STM32 зчитує необхідні данні про ФЕ перетворювач з SDCard та значення температури й освітленості з вбудованих датчиків. Відповідно до параметрів навколишнього середовища, МК знаходить необхідне значення напруги для моделі ФЕ перетворювача. Далі ця напруга подається на мікросхему, де ефективно перетворюється та регулюється енергія, отримана від ФЕ перетворювача.

Задача: пропорційно до отриманих значень вольт-амперної характеристики СЕ та опору навантаження, сформувати шим-сигнал для керування схемою перетворення напруги. При цьому має споживатися якнайменша потужність.

У даному дипломному проєкті буде використано мікроконтролер STM32 для зчитування необхідних значень $U_{сб}$, $I_{сб}$, R_n із sd-card. За формулою (2.1) буде знайдено оптимальний опір навантаження.

$$R_{\text{опт}} = \frac{U_{\text{сб}}}{I_{\text{сб}}} \quad (2.1)$$

Шпаруватість шим-сигналу буде визначатись за формулою (2.2),

$$D = \sqrt{\frac{R_n}{R_{\text{опт}}}} \quad (2.2)$$

де D – шпаруватість імпульсів на вході управління силового ключа DC/DC-перетворювача;

R_n – опір навантаження, Ом;

$R_{\text{опт}}$ – вхідний опір ключа DC/DC-перетворювача.

Для індикації використовуємо два світлодіоди зеленого та червоного кольору, що під'єднані до МК через резистор, який у свою чергу є струмообмежуючим. Оптимальний опір резисторів для світлодіодів розраховується за формулою (2.3).

$$R = \frac{U_{\text{жив}} - U_{\text{пад}}}{I_c}, \quad (2.3)$$

де $U_{\text{жив}}$ – напруга живлення;

$U_{\text{пад}}$ – напруга, що виділяється на світлодіоді;

I_c – струм, що протікає через світлодіод.

Розрахуємо оптимальний опір резистора для зеленого світлодіоду HL2. Схеми включення приведена на рисунку 2.2.

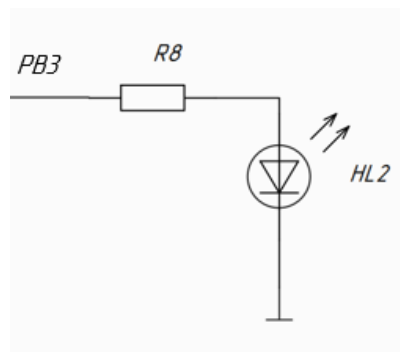


Рис. 2.2 – Схема включення світлодіоду HL2

Розрахуємо значення опору резистору R8 за формулою (2.3).

$$U_{\text{жив}} = U_{PB3} = 3.3 \text{ В [36];}$$

$$U_{\text{пад}} = U_{HL2} = 2 \text{ В [37];}$$

$$I_c = I_{HL2} = 2.6 \text{ мА [37].}$$

$$R8 = \frac{3.3 - 2}{2.6 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ (Ом)}$$

Із ряду E24 ГОСТ 2825-67 обираємо значення опору, близьке до розрахованого. Оптимальний опір $R8 = 510 \text{ Ом}$.

Потужність, що розсіюється на резисторі, розраховується за формулою (2.24).

$$P = I_c^2 \cdot R \quad (2.4)$$

Розрахуємо потужність, що розсіюється на резисторі $R8$ за формулою (2.4):

$$P_{R8} = (2.6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 510 = 3.45 \text{ (мВт)}$$

Розрахуємо оптимальний опір резистора для червоного світлодіоду HL1. Схема включення приведена на рисунку 2.3.

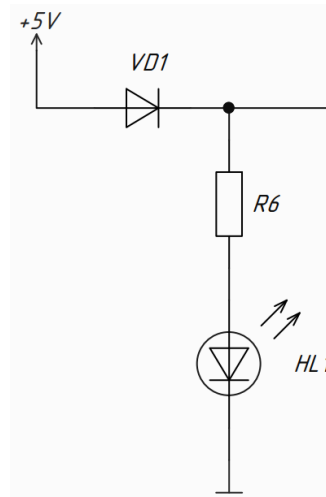


Рис. 2.3 – Схема включення світлодіоду HL1

Розрахуємо значення опору резистору $R6$ за формулою (2.3).

$$U_{\text{жив}} = 5 \text{ В};$$

$$U_{HL1} = 2.1 \text{ В [37];}$$

$$I_c = I_{HL1} = 2.6 \text{ мА [37];}$$

$$U_{VD1} = 0.325 \text{ В [38];}$$

$$U_{\text{пад}} = U_{VD1} + U_{HL1} = 0.325 + 2.1 = 2.425 \text{ (В)}.$$

$$R6 = \frac{5 - 2.425}{2.6 \cdot 10^{-3}} = 990 \text{ (Ом)}$$

Із ряду E24 ГОСТ 2825-67 обираємо значення опору, близьке до розрахованого. Оптимальний опір $R6 = 1 \text{ кОм}$.

Розрахуємо потужність, що розсіюється на резисторі $R6$ за формулою (2.4):

$$P_{R6} = (2.6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1000 = 2.6 \text{ (мВт)}$$

2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази

Вибір елементної бази проводився згідно з поставленими у технічному завданні вимогами, а також з огляду на мінімальні затрати при виготовленні пристрою.

Мікроконтролер

Основним вимогами для мікроконтролера в даній установці є наявність ЦАП, АЦП, модуля для роботи з числами з плаваючою комою (FPU), підтримка інтерфейсів SPI, I2C, наявність достатньої кількості виводів.

Було обрано мікроконтролер із серії STM32F303K8 (рис. 2.4) на базі ядра Cortex M3 та ARM архітектури.

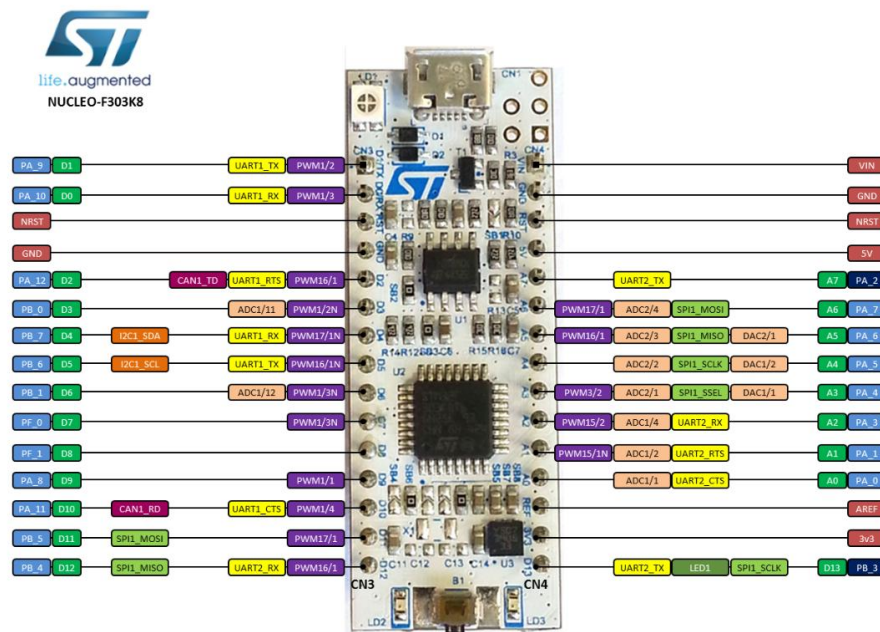


Рис. 2.4 – Мікроконтролер STM32F303K8 [36]

Його основними перевагами над такими аналогами як мікроконтролери від Texas Instruments серії MSP430, контролерами PIC, AVR та ін. є [36]:

- ARM архітектура, яка є однією з найпоширеніших в промисловості, що забезпечує хорошу інтеграцію пристрою з іншими системами;
- 32 бітна розрядність мікроконтролера для більшої точності і швидкодії;
- окремий модуль для роботи з числами з плаваючою комою (FPU);
- наявність двухканального 12 бітного ЦАП;
- чотирьохканальний 12 бітний АЦП;
- підтримка до 16 таймерів (2 таймери 32 і 24 біт відповідно, інші по 16 біт);
- можливість підключення відладчика;
- невисока вартість.

Контролер підтримує найпоширеніші інтерфейси I2C, UART, SPI, а також містить 128 кбайт флеш пам'яті та 40 кбайт оперативної. Даний контролер повністю задовольняє вимоги пристрою, а також має відносно невисоку вартість, тому було обрано саме його.

До МК під'єднуються: датчик температури (пін A0) та освітлення (інтерфейс I2C), дисплей (шина LCD [0..5]), SDCard (інтерфейс SPI) та мікросхема слідування за ТМП (піни DAC, EN) (рис. 2.5).

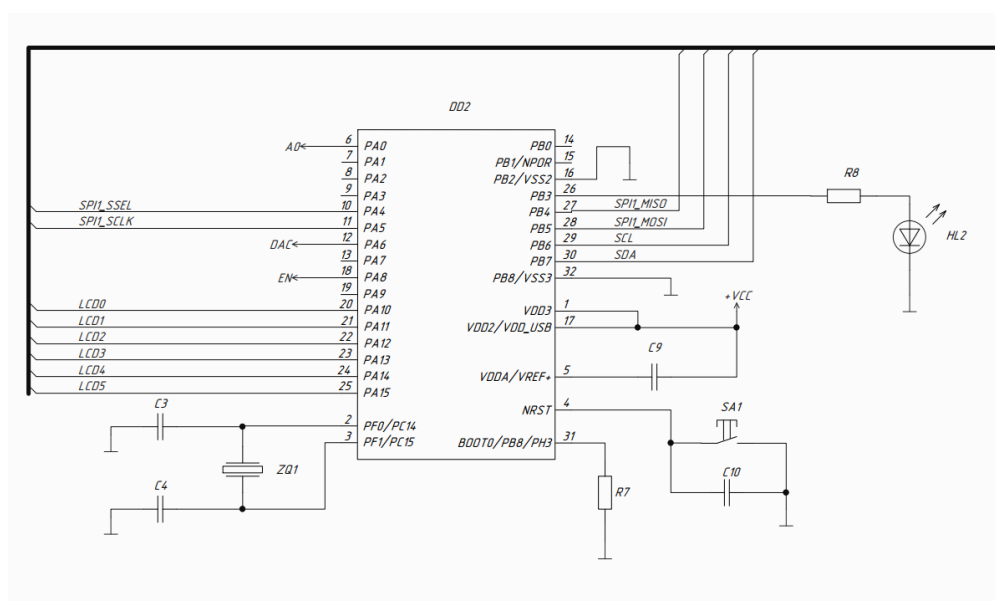


Рис. 2.5 – Схема під'єднання МК STM32F303K8

Давач температури

LM35 це інтегральний давач температури з широким діапазоном температур, високою точністю вимірювання, каліброваним виходом по напрузі та низьким споживанням енергії. LM35 забезпечує вимір температури з точністю $\pm 0.25\text{ }^{\circ}\text{C}$ в кімнатних умовах і з точністю $\pm 0.75\text{ }^{\circ}\text{C}$ в повному діапазоні робочих температур $-55 \dots +150\text{ }^{\circ}\text{C}$, без зовнішнього калібрування або підгонки вихідної напруги. Схема включення зображена на рис. 2.6.

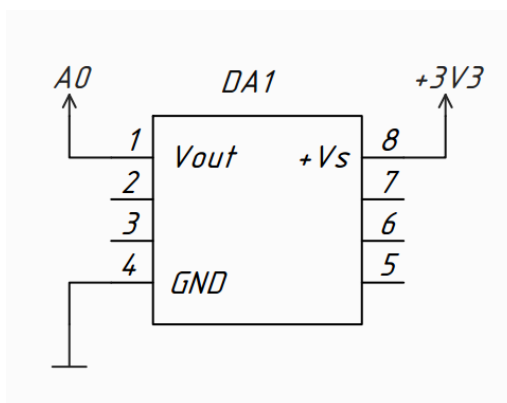


Рис. 2.6 – Схема включення давача температури LM35

Давач освітленості

Цифровий давач освітленості GY-302 на базі чіпа BH1750 призначений для вимірювання фонового освітлення. Має високу чутливість і поширений послідовний інтерфейс I2C. Спектр чутливості збігається з кривою чутливості людського ока. Особливості:

- прямий цифровий вихід, без додаткових складних обчислень, перетворень і калібрування;
- нечутливий до фонового світла;
- спектральна характеристика близька до візуальної чутливості;
- для широкого діапазону, точність вимірювання - 1 люкс;
- напруга живлення: 3-5 В.
- діапазон вимірювання: 0-65535 люкс

Схема включення зображена на рис. 2.7.

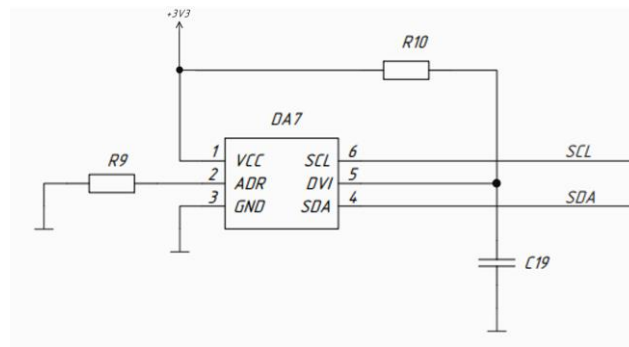


Рис. 2.7 – Схема включення давача освітленості BH1750

Мікросхема слідування за ТМП

Модуль BQ25505 використовують для ефективного перетворення та регулювання мікроват енергії, отриманих від високоімпедансних джерел енергії, таких як сонячні панелі, термоелектричні генератори, паливні комірки, тощо. Модуль BQ25505 реалізує програмовану систему слідування за точкою максимальної потужності для оптимізації передачі енергії в пристрій. Функціональна блок-діаграма модулю BQ25505 зображена на рис.2.8 [39].

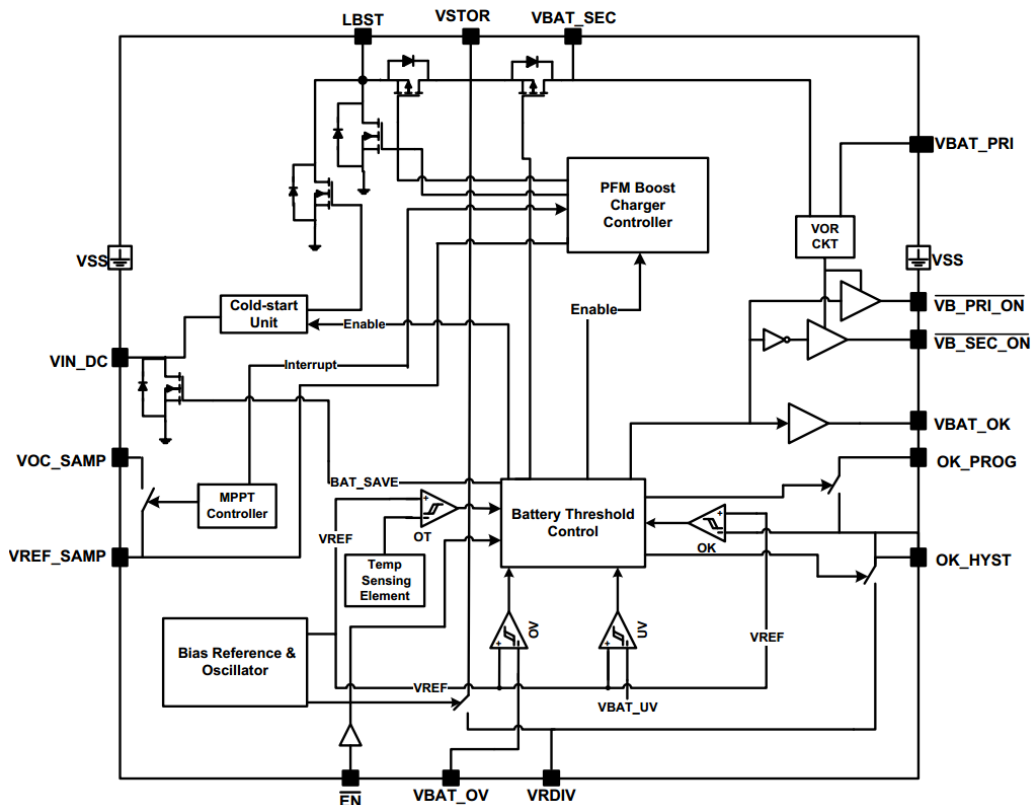


Рис.2.8 – Функціональна блок-діаграма модулю BQ25505 [39]

Основою конструкції модулю BQ25505 є DC/DC Boost перетворювач, якому достатньо лише мікроват потужності для початку роботи. Живиться перетворювач від піну VSTOR.

Вибір вхідної напруги VIN_DC розімкнутої схеми виконується за допомогою зовнішніх резисторів, і така ж напруга утримується за допомогою зовнішнього конденсатора, підключеного до піну VREF_SAMP.

Наприклад, для сонячних батарей, які працюють в точці максимальної потужності (80% від напруги холостого ходу), подільник напруги на резисторах встановлюється на 80% й підключається до піну VIN_DC. Система керуватиме вхідною напругою, щоб працювати в межах опорної напруги. Також зовнішня опорна напруга може бути під'єднана безпосередньо до піну VREF_SAMP за допомогою мікроконтролера для реалізації більш складного алгоритму слідкування за ТМП.

Відстеження ТМП реалізовано для того, щоб максимізувати вихідну потужність, DC/DC Boost перетворювач модулює вхідний опір пристрою за допомогою регулювання вхідної напруги (пін VIN_DC), до опорної напруги, що зберігається на виводі VREF_SAMP.

Схема слідкування за ТМП отримує нове опорне значення напруги через кожні 16 с шляхом періодичного вимикання зарядного пристрою на 256 мс і виміру напруги холостого ходу (англ. – open-circuit voltage (VOC)) ФЕ перетворювача.

Для ФЕ перетворювачів максимальна потужність зазвичай становить 70-80% VOC, а для термоелектричних – 50%. Прив'язка VOC_SAMP до VSTOR внутрішньо встановлює регулювання ТМП до 80% VOC. Прив'язка VOC_SAMP до GND внутрішньо встановлює регулювання ТМП до 50% VOC. Якщо джерело вхідного сигналу не має 80% або 50% VOC як ТМП, точне співвідношення для ТМП може бути оптимізовано для задоволення потреб вхідного джерела, що використовується для підключення зовнішніх резисторів R_{OC1} і R_{OC2} між VIN_DC і GND з середньою точкою на VOC_SAMP [39].

Опорна напруга розраховується за формулою (2.5) [39].

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

$$V_{REF_SAMP} = V_{IN_DC(OpenCircuit)} \cdot \left(\frac{R_{OC1}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \right) \quad (2.5)$$

Для належної роботи підсилювача необхідна котушка індуктивності відповідного розміру. Струм насичення котушки індуктивності повинен бути щонайменше на 25% вище очікуваного пікового струму котушки індуктивності. Якщо ж перехідний процес буде на піні VSTOR, значення струму котушки індуктивності має бути нижче 25% пікового струму. Оскільки цей пристрій використовує гістерезисний контроль, підсилювач вважається природно стабільною системою (функція передачі з одним порядком).

Для того, щоб підсилювач працював належним чином, між LBOOST (пін 20) і VIN_DC має бути підключена котушка індуктивності номіналом 22 мкГн $\pm 20\%$. Котушка індуктивності повинна мати піковий струм > 300 мА з низьким послідовним опором для підтримки високої ефективності [39].

Загалом, всі конденсатори мають бути з низьким рівнем струмом втрат. Будь-які збільшення цього параметру конденсаторів призводять до зниження ефективності, збільшення струму спокою та зменшення ефективності ІС для збирання енергії.

Робота пристрою слідування за ТМП залежить від вибіркового значення напруги розімкнутого кола, а регулювання вхідного сигналу – від напруги, що зберігається на конденсаторі CREF. Цей конденсатор чутливий до струму втрат, оскільки період утримання становить близько 16 секунд. Так як напруга конденсатора падає внаслідок струмів втрат, напруга регулювання входу також падає, перешкоджаючи правильній роботі вилучення максимальної потужності з джерела вхідного сигналу. Таким чином, рекомендується, щоб конденсатор був X7R або конденсатор з низьким рівнем струму втрат.

Енергія з ФЕ перетворювача спочатку зберігається на конденсаторі CIN, підключеному до VIN_DC (пін 2) і VSS (пін 1). Для ФЕ перетворювачів, які мають імпеданс джерела живлення, де переважає ємнісна залежність, значення

Пристрій індикації

Рідкокристалічний дисплей (Liquid Crystal Display) LCD 1602 є хорошим вибором для виведення рядків символів. LCD 1602 задовольняє габаритам, кількості інформації що може відобразити, підходить по напрузі живлення, має можливість регулювання яскравості і в порівнянні з аналогами має низьку собівартість.

Особливості:

- формат 16x2 символів;
- діапазон робочих температур від -20С до + 70С;
- напруга живлення 5В.

Схема включення зображена на рис. 2.11.

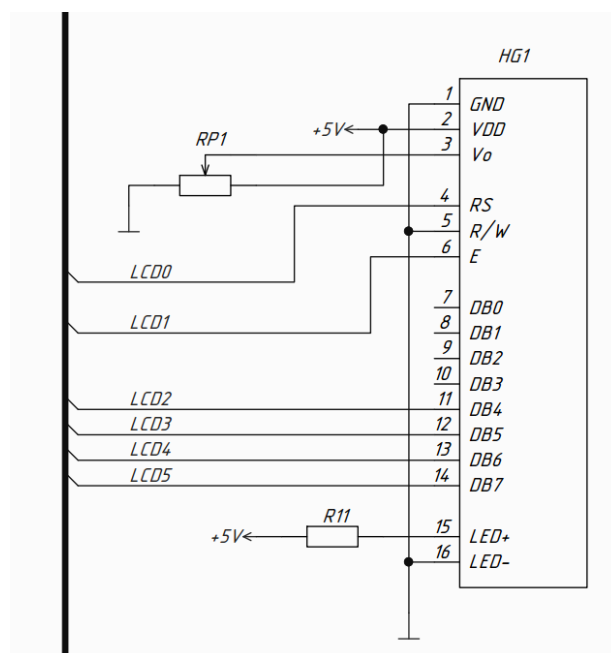


Рис. 2.11 – Схема включення дисплею LCD 1602

Резистори

При виборі типу резисторів враховуємо наступні параметри: номінальний опір, нормований допуск, розсіювана потужність, робоча температура, тип резистора, максимальна робоча напруга, спосіб монтажу.

Виходячи з вимог викладених в ТЗ і схеми електричної принципової, вибрали потрібний тип резисторів. Будемо використовувати резистори SMD 0805 5% та 2512 1%. У пристрої використання високоточних резисторів недоцільно, тому допуск $\pm 5\%$ підходить. Потужність 0,125Вт. Робоча температура $-55\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ покриває температурний режим роботи резисторів в пристрої. Максимальна робоча напруга 12В, є більш, ніж достатнім для коректної роботи пристрою.

Конденсатори

При виборі конденсатора для конкретного пристрою враховуємо наступні параметри: необхідне значення ємності конденсатора, робоча напруга конденсатора, необхідна точність, тип конденсатора, робоча температура, спосіб монтажу. Аналізуючи дані параметри, вибрали конденсатор, який буде задовольняти всі вимоги викладені в ТЗ і схеми електричної принципової. Зупиняємо свій вибір на керамічних конденсаторах 0805 та 0603 50В X7R 10%.

Діапазон робочих температур: від $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$. SMD компонент. Даний конденсатор широко поширений, характеризується високою стабільністю ємності, широким діапазоном робочих температур, невисокою вартістю.

Кварцевий резонатор

Вибираємо кварцовий резонатор NX3215SA з частотою 32,8 kHz фірми NDK America. Вибираємо саме цей, тому що він призначений для поверхневого монтажу і має невеликі габарити. Діапазон робочих температур $-40\dots+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, що покриває необхідні вимоги.

Діод

Вибираємо діод Шоткі STPS2L30A від STMicroelectronics. Вони широко використовуються у радіоелектроніці, мають низьку вартість та велику надійність, а також задовольняють потребам приладу зі схемотехнічної точки зору.

Потенціометр

Вибираємо потенціометр Bourns потужністю 0.25 Вт і точністю $\pm 20\%$, що призначений для SMD монтажу, оскільки така точність нас задовольняє.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		40

Потенціометри використовуються для підлаштування характеристик схеми і мають невеликі габарити. У нашому випадку – для регулювання яркості дисплею 1602.

Перемикач

Вибираємо перемикач IT1181 від виробника SWITRONIC. Дана модель задовольняє наші потреби: SMD компонент, 50 мА, 12 В DC.

Висновки до розділу 2

На основі поставленого технічного завдання була розроблена схема структурна пристрою. Описано принцип роботи пристрою та створено принципову схему модулів приладу.

Проведено вибір елементної бази. Одним з основних критеріїв був діапазон робочих температур. Перевага віддавалася SMD компонентам адже вони покращують щільність розміщення на друкованій платі, а також дозволяють робити плати багатошаровими.

Обрана елементна база забезпечує виконання вимог викладених в ТЗ.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		41

РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛА

3.1 Обґрунтування типу та матеріалу друкованої плати

Відповідно до технічного завдання та розводки розроблюваного приладу вибір впав на двосторонню друковану плату (ДДП). ДДП володіють високою щільністю монтажу, підвищеною надійністю з'єднань. Дозволяють полегшити трасування провідників і оптимізувати розміри плати завдяки щільному розміщенню елементів.

Щодо матеріалу ДП обрано склотекстоліт FR-4. Відмінними характеристиками даного матеріалу є:

- високе значення адгезії фольги до підкладки діелектрика під впливом високої температури;
- високий об'ємний і поверхневий електричний опір,
- висока температура склування і стабільність геометричних розмірів.

Також FR-4 є найбільш поширеним матеріалом для виробництва ДДП. Обираємо товщину плати 1,5 мм та товщину мідної фольги 35 мкм. Таким чином, для реалізації ДДП обраний матеріал FR4-2-35-1,5. Даний матеріал є фольгованим склотекстолітом з підвищеною нагрівостійкістю, що ідеально підходить для умов експлуатації, зазначених в ТЗ.

3.2 Обґрунтування методу виготовлення друкованої плати

Стосовно вибору необхідного методу виготовлення ДП обрано комбінований позитивний метод, так як він має багато переваг відносно інших методів. Він дозволяє отримувати провідники малої ширини без їх пошкоджень і підтравлювань, є досить поширеним і відносно простим в реалізації, що здешевить процес виготовлення ДП, а також забезпечує високу надійність при виготовленні, оскільки матеріал основи не має безпосереднього контакту з

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

агресивними хімікатами, що можуть пошкодити саму основу. Також даний метод забезпечує виготовлення металізованих отворів з великим відсотком виходу справних, а для виготовлення робочого пристрою, який запрацює відразу, даний показник є суттєвим.

3.3 Вибір класу точності друкованої плати

Точність виготовлення ДП залежить від комплексу технологічних параметрів і з практичної точки зору визначає основні параметри елементів ДП. У першу чергу це відноситься до мінімальної ширини провідників, мінімального зазору між елементами провідного малюнка і до ряду інших параметрів.

ГОСТ 23571-86 передбачає п'ять класів точності ДП. При конструкторському-технологічному розрахунку необхідно використовувати граничні значення елементів друкованого монтажу з урахуванням похибки їх виконання. Необхідні граничні значення елементів друкованого монтажу і допустимі похибки наведені в таблицях 3.1 і 3.2 [40].

Таблиця 3.1 - Граничні значення основних параметрів ДМ

Параметер	Клас точності				
	1	2	3	4	5
Ширина друкованого провідника $b_{пр}$, мм	0,75	0,45	0,25	0,15	0,10
Відстань S між краями сусідніх елементів провідного рисунку, мм	0,75	0,45	0,25	0,15	0,10
Гарантований поясок $b_{по}$, мм	0,30	0,20	0,10	0,05	0,03
Відношення $K_{дт}$ номінального діаметру найменшого з металізованих отворів до товщини друкованої плати, мм	0,40	0,40	0,33	0,25	0,20
Щільність монтажу	мала	середня	середня	висока	висока

Таблиця 3.2 - Допустимі похибки виконання елементів ПМ

Похибка	Обозначення	Максимальне значення, мм
Зміщення провідників відносно ліній КС	$\delta_{\text{сп}}$	0,05
Розташування отворів (всіх) відносно вузлу КС	δ_o	0,07
Розташування КМ відносно вузлу КС	$\delta_{\text{км}}$	0.015(0.05)
Фотокопії та фотошаблону	$\delta_{\text{фф}}$	0,06
Розташування КМ відносно вузлу КС на фотошаблоні	$\delta_{\text{фш}}$	0,05

Виготовлення ДП п'ятого класу точності вимагає застосування унікального високоточного обладнання, спеціальних (як правило, дорогих) матеріалів і навіть створення у виробничих приміщеннях «чистої зони». Таким вимогам відповідає не кожне виробництво. Однак, ДП невеликого розміру можуть виконуватися по п'ятому класу на обладнанні, що забезпечує виробництво плат четвертого класу.

ДП четвертого класу випускаються на високоточному обладнанні, але вимога до матеріалів, обладнання і виробничих приміщень нижче, ніж для п'ятого класу [41].

Для даного завдання обрано 4-ий клас точності, так як він забезпечує достатню щільність трасування і монтажу з урахуванням необхідних габаритів пристрою. Також обраний клас точності дозволяє проводити друковані провідники поміж контактних майданчиків мікросхем з планарними виводами. Мінімальна ширина провідників вибрана 0,15 мм, діаметр найменшого металізованого отвору вибраний рівний 0,4 мм. При товщині плати 1,5 мм відношення мінімального діаметра металізованого отвору до товщини плати складає 0,26. Виходячи із усіх названих параметрів, можливості використати 3-ій клас точності немає, оскільки відстань між краями сусідніх елементів не дозволяє використовувати цей клас. Вибрані мікросхеми виготовляються в корпусах, для яких розрахована відстань між контактними майданчиками становить 0,22 мм. Отже, обрано 4-ий клас точності для виготовлення ДП. Даний

клас точності передбачає можливість проведення провідників між контактними майданчиками SMD компонентів.

3.4. Розміщення компонентів та трасування друкованої плати

При вирішенні задачі розміщення КЕ завжди дана схема електрична принципова (Рис.3.1), яка описана матрицею зв'язків А та дано дискретний монтажний простір, який описується матрицею відстаней D.

Першим кроком для вирішення задачі оптимального розміщення КЕ буде спрощення схеми електричної принципової. Виключаємо зі схеми наступні елементи: конденсатори, резистори, перемикач, потенціометр, діод, кварцевий резонатор, котушку індуктивності, роз'єм шини землі та живлення. Таким чином залишаємо лише мікросхеми та сигнальні роз'єми. Спрощена схема зображена на рис.3.2.

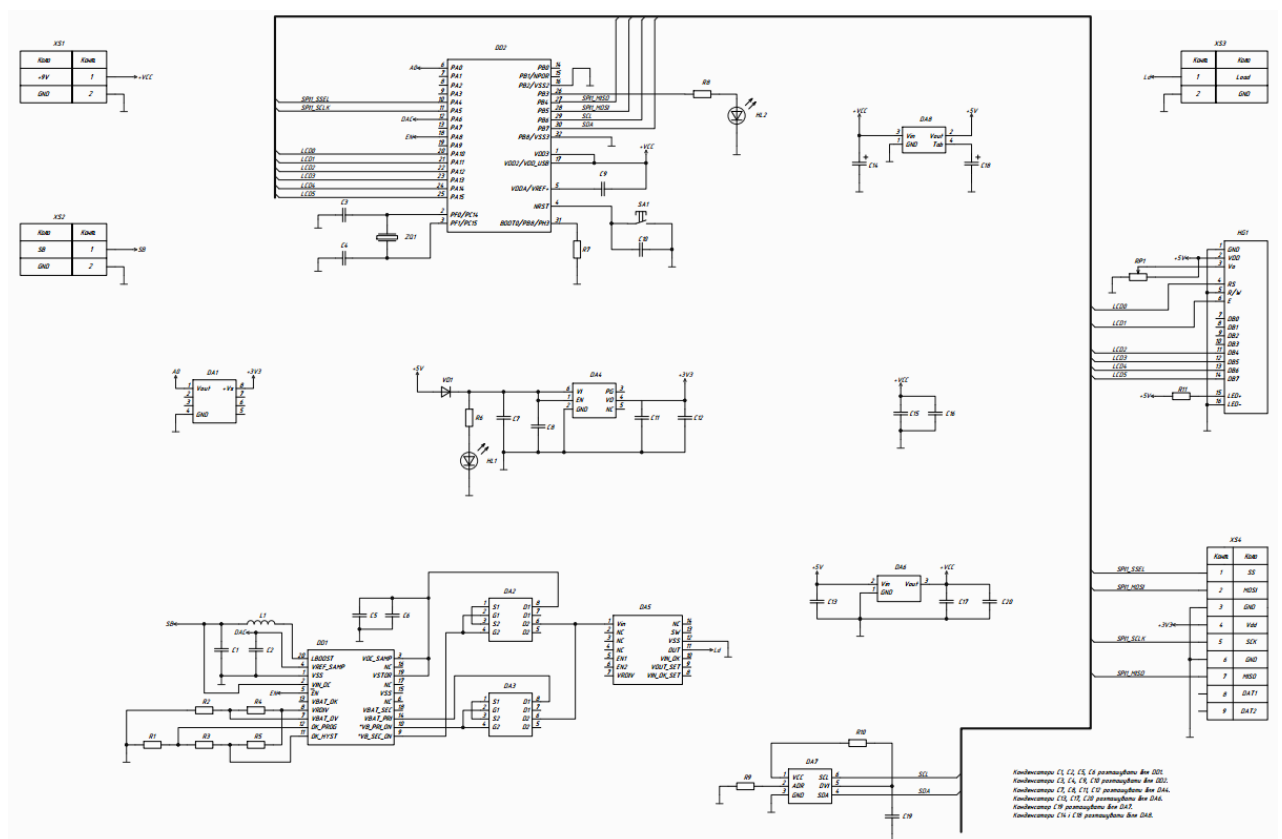
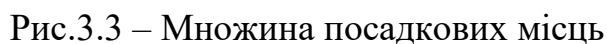


Рис.3.1 – Схема електрична принципова


$$X = \{HG1, XS2, XS3, XS4, DA1, DA2, DA3, DA4, DA5, DA6, DA7, DA8, DD1, DD2\}$$
$$P = \{P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}\}.$$


Складемо матрицю зв'язків між елементами відповідно до спрощеної схеми (Таблиця 3.3):

Таблиця 3.3 – Матриця зв'язків

	X2	X3	X4	DA1	DA2	DA3	DA4	DA5	DA6	DA7	DA8	DD1	DD2	HG1	p(x)
X2	0											1			1
X3		0						1							1
X4			0										4		4
DA1				0									1		1
DA2					0	1		1				2			4
DA3					1	0		1				2			4
DA4							0								0
DA5		1			1	1		0							3
DA6									0						0
DA7										0			2		2
DA8											0				0
DD1	1				2	2						0	2		7
DD2			4	1						2		2	0	6	15
HG1													6	0	6

Наступний крок – розміщення KE послідовним алгоритмом. На кожному кроці обираємо елемент, який має максимальну кількість зв'язків з вже розміщеними елементами та розташовується в одну оптимальну, вільну позицію при незмінному положенні розміщених елементів.

Роз'єми X2 та X3 заздалегідь розміщуємо по краям ДП в посадкові місця P10 та P12 відповідно. Роз'єм X3 має зв'язок з елементом DA5, тому розміщуємо його на P11.

Дисплей HG1 розмістимо в посадкове місце P0. Дисплей HG1 має найбільшу кількість зв'язків з елементом DD2, тому розмістимо його в P2. Елемент DD2 має найбільшу кількість зв'язків з X4, тому розміщуємо його на P1. Відповідно DA7 та DA1 розміщуємо на P3 та P5.

Наступними є елемент DD1, що з'єднаний найбільшою кількістю зв'язків з DA2 та DA3. Тому розміщуємо їх наступним чином: DD1 – P8, DA2 – P7, DA3 – P9.

Елементи DA4, DA6, DA8 не мають сумісних зв'язків. Розмістимо їх в посадкові місця, що залишились: DA8 – P6, а DA4 та DA6 за рахунок своїх малих габаритних розмірів займуть одне посадкове місце – P4.

Такий порядок обраний для максимальної ефективності у підключенні та мінімізації виводів. Отримана схема розміщення та зв'язків зображена на рисунку 3.4.

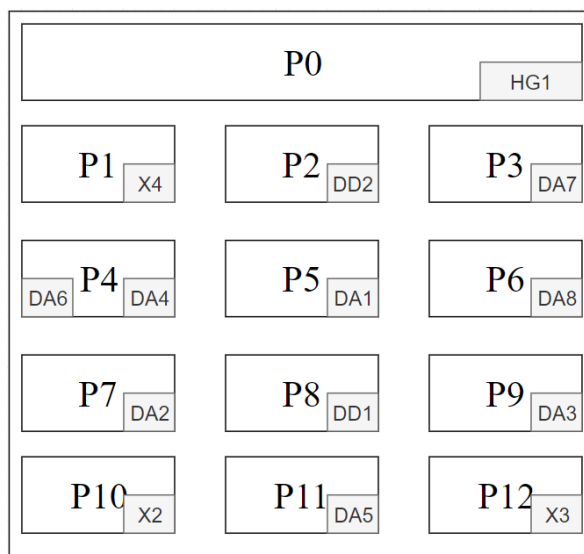


Рис.3.4 – Розміщення та зв'язки КЕ на ПМ

3.5. Проектування друкованої плати у середовищі Altium Designer

З навчального курсу «Фізико-теоретичних основ проектування радіоелектронної апаратури» ми ознайомились з середовищем проектування Altium Designer.

Altium Designer (AD) — комплексна система автоматизованого проектування (САПР) радіоелектронних засобів (РЕЗ), розроблена австралійською компанією Altium Limited. Дозволяє проектувати друковані плати у тривимірному вигляді, а також обмінюватись інформацією з механічними САП (SolidWorks, Pro/ENGINEER та ін.).

Під час написання дипломної роботи були розглянуті такі можливості програми:

- самостійне створення бібліотеки компонентів (додавання УГП і посадкового місця);
- створення принципової електричної схеми;
- трасування друкованої плати (ручне або автотрасування).

Одним з основних завдань було створити власну бібліотеку компонентів, де УГП відповідають ГОСТ. Кожен компонент мав відповідні піни, їх назву та властивості.

Наступне – це посадкові місця для компонентів. Вони будуть використовуватись на платі для відповідного компонента та 3D моделі. Процедура була наступна: в документації на елемент знаходили габарити посадкового місця, потім за допомогою різних інструментів AD створювали точний аналог. Корисною особливістю є можливість імпорту моделей компонентів з бази даних сайту www.digikey.com.ua. Таким чином 3D вигляд розроблюваного приладу набуває реалістичного вигляду.

Процедура формування схеми електричної принципової насправді проста, і в загальному випадку представляє собою послідовне розміщення і з'єднання на листі компонентів з бібліотеки, яку ми створили раніше.

Процедура формування розводки друкованої плати насправді схожа до створення схеми ЕП – розміщення компонентів й з'єднання їх контактів вручну або автотрасуванням. Також ми обрізали плату та додавали отвори для кріплення (якщо вони були потрібні).

Функціонал середовища Altium Designer дозволяє створювати документацію (специфікація, перелік елементів) за вказаним шаблоном у програмному засобі MS Excel.

Висновки до розділу 3

Відповідно до технічного завдання та розводки розроблюваного приладу обрано двосторонню друковану плату з матеріалом склотекстоліт FR4-2-35-1.5 (обумовлено його гарною оброблюваністю та підвищеною нагрівостійкістю) та

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		49

комбінованим позитивним методом виготовлення. Провівши розрахунки було отримано результати, які підтверджують відповідність до обраного класу точності.

Проведено розміщення КЕ послідовним алгоритмом. Спрощена схема дає змогу приблизно побачити, як буде виглядати майбутня ДП, та на що слід більше звернути увагу при її розробці. Всі роз'єми були розміщені на краях плати, мікросхеми, які мають з ними зв'язок, у середині. Але мінусом є те, що не враховуються інші елементи, які можуть зайняти багато місця. Аналізуючи схему електричну принципову та даташити, елементи, що не враховувались за послідовного алгоритму дещо підкорегують розміщення мікросхем, а саме перемикач SA1, роз'єм XS1 та резистори R1-R5.

Для розробки ДП в Altium Designer потрібно спочатку створити умовні графічні позначення кожного елемента, який використовується в схемі, також задати параметри для них. Далі відбувається створення схеми електричної принципової, розміщення компонентів на монтажний простір та їх трасування на ДП.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		50

РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ

4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів друкованого монтажу

Усі розрахунки в даному підрозділі виконано за методиками з ГОСТ 23751-86.

4.1.1 Визначення мінімальної ширини друкованого провідника по постійному струмі для ланцюгів живлення та землі

Розрахуємо мінімальну ширину друкованого провідника ланцюгів живлення і землі за формулою (4.1):

$$b_{minI} = \frac{I_{max}}{j_{доп} \cdot t_{пров}}, \quad (4.1)$$

де I_{max} – максимально можливий струм у ланцюгу;

$j_{доп}$ – допустима щільність струму друкованого провідника, що виготовлений комбінованим позитивним методом, $j_{доп}=48 \text{ А/мм}^2$;

$t_{пров}$ – товщина друкованого провідника, що визначається формулою (4.2):

$$t_{пров} = h_{\phi} + h_{ГМ} + h_{ХМ}, \quad (4.2)$$

де h_{ϕ} – товщина фольги матеріалу, $h_{\phi}=0.035 \text{ мм}$;

$h_{ГМ}$ – товщина гальванічно осадженої міді, $h_{ГМ}=0.055 \text{ мм}$;

$h_{ХМ}$ – товщина шару хімічно осадженої міді, $h_{ХМ}=0.0065 \text{ мм}$.

Підставимо значення в формулу (4.2):

$$t_{\text{пров}} = 0.035 + 0.055 + 0.0065 = 0.0965 \text{ (мм)}$$

Параметр I_{max} з формули (4.1) визначається як сума струмів, що споживають активні елементи схеми. Звернемось до документації та складемо таблицю значень струмів для кожної мікросхеми (Таблиця 4.1).

Таблиця 4.1 – Значення струмів для кожної ІС

ІС	Кількість ІС	$I_{\text{спож (max)}}$
<i>BH1750FVI</i>	<i>1</i>	7 мА
<i>BQ25505EVM</i>	<i>1</i>	700 нА
<i>LD1117S50TR</i>	<i>1</i>	10 мА
<i>LD39050PU33R</i>	<i>1</i>	100 мкА
<i>LM35DMX</i>	<i>1</i>	130 мкА
<i>MMDF1300</i>	<i>2</i>	1 мкА
<i>STM32F303K8T6</i>	<i>1</i>	34 мА
<i>TPS62736RGYT</i>	<i>1</i>	520 нА
<i>XC6206P332MR</i>	<i>1</i>	3 мкА

Розрахуємо I_{max} за формулою (4.3):

$$I_{\text{max}} = (7 + 10 + 34) \cdot 10^{-3} + (100 + 130 + 2 \cdot 1 + 3) \cdot 10^{-6} + (700 + 520) \cdot 10^{-9} = 0.0512 \text{ (А)} \quad (4.3)$$

Розрахуємо мінімальну ширину друкованого провідника ланцюгів живлення і землі за формулою (4.1):

$$b_{\text{min } I} = \frac{I_{\text{max}}}{j_{\text{доп}} \cdot t_{\text{пров}}} = \frac{0.0512}{4.8 \cdot 0.0965} = 0.11 \text{ (мм)}$$

Розраховане мінімальне значення ширини друкованого провідника ($b_{\text{min } I} = 0.11 \text{ мм}$) входить в межі 4 класу точності ($b_{\text{min } I} = 0.15 \text{ мм}$).

Виконавши трасування плати, ми дізналися, що провідник проходить між контактами ІС (відстань між ними 0.22 мм). Таким чином було обрано клас точності №4 друкованого монтажу для нашого друкованого вузла.

4.1.2 Визначення мінімальної ширини провідника з урахуванням допустимого падіння на ньому напруги

Мінімальна ширина провідника з урахуванням допустимого падіння напруги на ньому визначається за формулою (4.4):

$$b_{minU} = \frac{\rho \cdot I_{max} \cdot L_{пров}}{t_{пров} \cdot U_{доп}}, \quad (4.4)$$

де ρ - питомий опір провідника, виготовленого комбінованим позитивним

методом, $\rho = 0.0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$;

$L_{пров}$ – довжина найдовшого друкованого провідника на друкованій платі,

$L_{пров} = 0.22$ м (значення взято з АД);

$U_{доп}$ – допустиме падіння напруги на друкованому провіднику,

$U_{доп} = 0.05 \cdot 9 = 0.45$ (В).

Розрахуємо мінімальну ширину провідника з урахуванням падіння напруги за формулою (4.4):

$$b_{minU} = \frac{\rho \cdot I_{max} \cdot L_{пров}}{t_{пров} \cdot U_{доп}} = \frac{0.0175 \cdot 0.0512 \cdot 0.22}{0.0965 \cdot 0.45} = 0.0045 \text{ (мм)}$$

4.1.3 Визначення номінального діаметру монтажного отвору

Розрахунок номінального діаметру монтажного отвору виконується за формулою (4.5):

$$d \geq d_{\text{вэ}} + \Delta d_{\text{мо}} + r, \quad (4.5)$$

де $d_{\text{вэ}}$ – діаметр виводу елементів, для якого визначається діаметр монтажного отвору;

Δd – нижнє граничне відхилення від номінального діаметру МО,

$\Delta d_{\text{мо}} = 0.1$ мм;

r – різниця між мінімальним діаметром МО та максимальним діаметром виводу елемента, $r = 0.1 \dots 0.2$ мм.

Розрахуємо номінальний отвір для штирьового роз'єму pls-16 за формулою (4.5), так як усі інші компоненти обрані в SMD корпусі:

$$d \geq d_{\text{вэ}} + \Delta d_{\text{мо}} + r = 0.64 + 0.1 + 0.2 = 0.94 \text{ (мм)}$$

4.1.4 Визначення діаметра контактного майданчика

Діаметр контактного майданчика визначається за формулою (4.6):

$$D_{\text{min}} = D_{\text{min1}} + 1.5 \cdot h_{\text{ф}} + 0.03, \quad (4.6)$$

де D_{min1} – мінімальний ефективний діаметр КМ, мм;

$h_{\text{ф}}$ – товщина фольги, $h_{\text{ф}} = 0.035$ мм.

Коефіцієнт $1.5 \cdot h_{\text{ф}}$ враховує підтравлювання фольги друкованого провідника у ширину. 0.03 – КМ виготовляють комбінованим позитивним методом.

$$D_{\min I} = 2 \cdot \left(b_{\text{по}} + \frac{d_{\max}}{2} + \delta_o + \delta_{\text{км}} \right), \quad (4.7)$$

де d_{\max} – максимальний діаметр отвору в ДП, мм;

$b_{\text{по}}$ – ширина пояска КМ, $b_{\text{по}}=0.05$ мм (табл.3.1)

δ_o – похибка розташування центру отвору відносно вузла КС, $\delta_o=0.07$ мм,

$\delta_{\text{км}}$ – похибка розташування центру КМ відносно вузла КС, $\delta_{\text{км}}=0.05$.

Максимальний діаметр отвору ДП розраховується за формулою (4.8):

$$d_{\max} = d + \Delta d + 0.1, \quad (4.8)$$

де d – номінальний діаметр МО, мм;

Δd – допуск на діаметр отвору, $\Delta d=0.05$ мм.

Розрахуємо максимальний діаметр отвору за формулою (4.8):

$$d_{\max} = d + \Delta d + 0.1 = 0.94 + 0.05 + 0.1 = 1.09 \text{ (мм)}$$

Розрахуємо мінімальний ефективний діаметр за формулою (4.7):

$$\begin{aligned} D_{\min I} &= 2 \cdot \left(b_{\text{по}} + \frac{d_{\max}}{2} + \delta_o + \delta_{\text{км}} \right) = \\ &= 2 \cdot \left(0.1 + \frac{1.09}{2} + 0.07 + 0.05 \right) = 1.53 \text{ (мм)} \end{aligned}$$

Розрахуємо діаметр контактної майданчика за формулою (4.6):

$$D_{\min} = D_{\min 1} + 1.5 \cdot h_{\phi} + 0.03 = 1.53 + 1.5 \cdot 0.035 + 0.03 = 1.61 \text{ (мм)}$$

Максимальний діаметр КМ розраховується за формулою (4.9):

$$D_{max} = D_{min} + 0.02, \quad (4.9)$$

Розрахуємо максимальний діаметр за формулою (4.9):

$$D_{max} = D_{min} + 0.02 = 1.61 + 0.02 = 1.63 \text{ (мм)}.$$

4.1.5 Визначення мінімальної ширини провідника

Мінімальна ширина провідника розраховується за формулою 4.10.

$$b_{min} = b_{пр}^r + 1.5 \cdot h_{\phi} + 0.03, \quad (4.10)$$

де $b_{пр}^r$ – мінімальна ширина провідника для обраного класу точності – в нашому випадку $b_{пр}^r = 0.15 \text{ мм}$.

Розрахуємо мінімальну ширину провідника за формулою (4.10):

$$b_{min} = b_{пр}^r + 1.5 \cdot h_{\phi} + 0.03 = 0.15 + 1.5 \cdot 0.035 + 0.03 = 0.23 \text{ (мм)}$$

Максимальна ширина провідника розраховується за формулою (4.11):

$$b_{max} = b_{min} + 0.02 \quad (4.11)$$

Розрахуємо максимальну ширину провідника за формулою (4.11):

$$b_{max} = b_{min} + 0.02 = 0.23 + 0.02 = 0.25 \text{ (мм)}.$$

4.1.6 Визначення мінімальної відстані між провідником та контактним майданчиком

Мінімальна відстань між провідником та контактним майданчиком (Рис.4.1) розраховується за формулою (4.12).

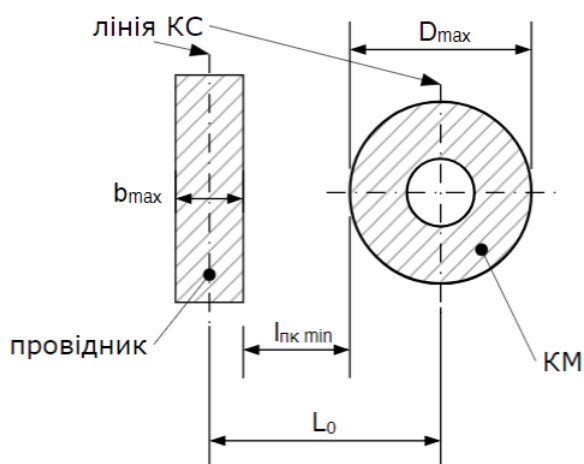


Рисунок 4.1 – Мінімальна відстань між провідником та контактним майданчиком

$$l_{\text{ПКМ min}} = L_0 - \left(\frac{D_{\text{max}}}{2} + \delta_{\text{км}} + \frac{b_{\text{max}}}{2} + \delta_{\text{сп}} \right), \quad (4.12)$$

де L_0 – відстань між центрами отворів та друкованим провідником, які кратні кроку КС, $L_0 = 1.25$ мм (найгірший випадок);

D_{max} – максимальний діаметр КП;

b_{max} – максимальна ширина провідника;

$\delta_{\text{км}}$ – похибка розташування центра КП відносно вузла КС, $\delta_{\text{км}} = 0.05$;

$\delta_{\text{сп}}$ – похибка, яка враховує зміщення провідника, $\delta_{\text{сп}} = 0.05$ мм.

Розрахуємо мінімальну відстань між провідником та контактним майданчиком за формулою (4.12):

$$l_{ПКМ\ min} = 1.25 - \left(\frac{1.63}{2} + 0.05 + \frac{0.25}{2} + 0.05 \right) = 0.21 \text{ (мм)}.$$

4.1.7 Визначення мінімальної відстані між двома сусідніми провідниками

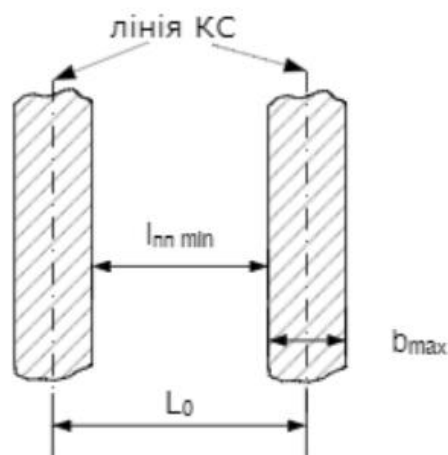


Рисунок 4.2 – Мінімальна відстань між двома сусідніми провідниками

Мінімальна відстань між двома сусідніми провідниками (Рис.4.2) розраховується за формулою (4.13):

$$l_{ПП\ min} = L_0 - (b_{max} + 2 \cdot \delta_{сп}), \quad (4.13)$$

Розрахуємо мінімальну відстань між краями двох сусідніх провідників за формулою (4.13):

$$l_{ПП\ min} = L_0 - (b_{max} + 2 \cdot \delta_{сп}) = 1.25 - (0.25 + 2 \cdot 0.05) = 0.9 \text{ (мм)}$$

4.1.8 Визначення мінімальної відстані між двома контактними майданчиками

Мінімальна відстань між двома контактними майданчиками (Рис.4.3) розраховується за формулою (4.14).

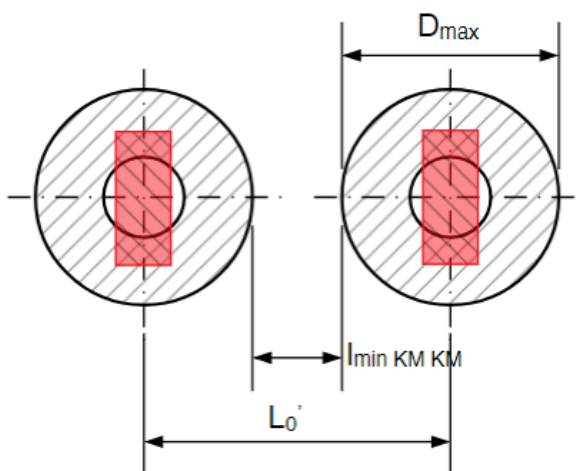


Рисунок 4.3 – Мінімальна відстань між двома контактними майданчиками

$$l_{min \text{ КМ КМ}} = L_{01} - (D_{max} + 2 \cdot \delta_{KM}), \quad (4.14)$$

де L_{01} - відстань між центрами сусідніх КП, $L_{01}=2.5$ мм.

Розрахуємо мінімальну відстань між двома контактними майданчиками за формулою (4.14):

$$l_{min \text{ КМ КМ}} = 2.5 - (1.63 + 2 \cdot 0.05) = 0.77 \text{ (мм)}$$

Отримане значення мінімальної відстані між двома контактними майданчиками дозволяє провести провідник четвертого класу точності. Отже, розрахунки виконані вірно.

4.2 Електричний розрахунок друкованої плати

4.2.1 Визначення падіння напруги на найдовшому друкованому провіднику

Падіння напруги на друкованому провіднику визначається за формулою (4.15):

$$U_{\text{пад}} = \frac{p \cdot I_{\text{max}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}}, \quad (4.15)$$

де p - питомий об'ємний опір для комбінованого позитивного методу

виготовлення ДП, $p = 0.0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$;

$L_{\text{пр}}$ – максимальна довжина друкованого провідника, $L_{\text{пр}} = 0.22 \text{ м}$;

$t_{\text{пр}}$ – товщина провідника, $t_{\text{пр}} = 0.0965 \text{ мм}$;

I_{max} – максимальний струм у провіднику, $I_{\text{max}} = 0.0512 \text{ А}$.

Розрахуємо значення падіння напруги на друкованому провіднику за формулою (4.15):

$$U_{\text{пад}} = \frac{p \cdot I_{\text{max}} \cdot L_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0.0175 \cdot 0.0901 \cdot 0.22}{0.2 \cdot 0.0965} = 18 \text{ (мВ)}$$

Розраховане падіння напруги ($U_{\text{пад}} = 18 \text{ мВ}$) не перевищує 5% від напруги живлення ($U_{\text{доп}} = 0.05 \times 9 = 0.45 \text{ (В)}$). Отже, ширина провідника повністю задовольняє вимоги максимально допустимого падіння напруги на одиницю довжини провідника.

4.2.2 Визначення потужності втрат двосторонньої друкованої плати

Потужність втрат визначається за формулою (4.16):

$$P_{\text{пот}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot E_n^2 \cdot \operatorname{tg} \sigma, \quad (4.16)$$

де $f = 1$, тому що розрахунок виконується на постійному струмі (можемо знехтувати малими втратами потужності які створюються певними сигнальними провідниками на частоті тактування, генерування і отримання даних мікроконтролера, так як робота основної частини схеми виконується саме завдяки постійному струму);

$\operatorname{tg} \sigma$ – тангенс кута діелектричних втрат для матеріалу ДП,

$\operatorname{tg} \sigma = 0.002$, для матеріалу FR4;

C – ємність ДП, що розраховується за формулою (4.17):

$$C = \frac{0.009 \cdot \varepsilon \cdot S_m}{h}, \quad (4.17)$$

де ε – діелектрична проникність;

S_m - площа металізації, $S_m = 787.44 \text{ мм}^2$

h - товщина ДП, $h = 1.5 \text{ мм}$.

Діелектрична проникність (ε) для ДП, що покривається шаром лаку, розраховується за формулою (4.18):

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{\text{матеріал ДП}} \cdot \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot (h_{\text{матеріал ДП}} + 2 \cdot h_{\text{шар лаку}})}{2 \cdot \varepsilon_{\text{матеріал ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{матеріал ДП}}} \quad (4.18)$$

Розрахуємо ε за формулою (4.18):

$$\varepsilon = \frac{4.5 \cdot 4.5 \cdot (1.5 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 5 \cdot 10^{-6})}{2 \cdot 4.5 \cdot 5 \cdot 10^{-6} + 4.5 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3}} = 4.5$$

Розрахуємо ємність ДП за формулою (4.17):

$$C = \frac{0.009 \cdot \varepsilon \cdot S_m}{h} = \frac{0.009 \cdot 4.5 \cdot 787.44}{1.5} = 212.6 \text{ (пФ)}$$

Тангенс кута діелектричних втрат для матеріалу ДП ($tg\sigma$) для ДП, що покривається шаром лаку, розраховується за формулою (4.19):

$$tg\sigma = \frac{\varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{матеріал ДП}} \cdot tg\sigma_{\text{матеріал ДП}} + 2 \cdot \varepsilon_{\text{матеріал ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} \cdot tg\sigma_{\text{лаку}}}{2 \cdot \varepsilon_{\text{матеріал ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{матеріал ДП}}}, \quad (4.19)$$

де $h_{\text{шар лаку}}$ – товщина одного шару лаку $5 \cdot 10^{-6}$ м.

Розрахуємо $tg\sigma$ за формулою (4.19):

$$tg\sigma = \frac{4.5 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3} \cdot 0.002 + 2 \cdot 4.5 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 0.016}{2 \cdot 4.5 \cdot 5 \cdot 10^{-6} + 4.5 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3}} = 0.002093$$

Розрахуємо потужність втрат ДДП за формулою (4.16):

$$P_{\text{пот}} = 2 \cdot 3.14 \cdot 1 \cdot 42.52 \cdot 10^{-12} \cdot 91 \cdot 0.002093 = 42.5 \text{ (нВт)}$$

4.2.3 Визначення ємності між двома сусідніми провідниками, які розташовуються на одній стороні ДП та мають однакову ширину

Найбільша ємність між двома сусідніми провідниками розраховується за формулою (4.20):

$$C = 0.12 \cdot \varepsilon \cdot l_{\text{пр}} \cdot \left[\lg \frac{2 \cdot S}{b_{\text{пр}} + t_{\text{пр}}} \right]^{-1}, \quad (4.20)$$

де S – відстань між двома паралельними провідниками, $S = 0.65$ мм

$b_{\text{пр}}$ - ширина друкованого провідника, 0.15 мм;

$t_{\text{пр}}$ - товщина друкованого провідника, 0.0965 мм;

$L_{\text{пр}}$ - довжина взаємного перекриття двох паралельних провідників, 32 мм.

Діелектрична проникність (ε) для ДП, що покривається шаром лаку, розрахована за формулою (4.18): $\varepsilon = 4.5$.

Розрахуємо ємність між двома сусідніми провідниками за формулою (4.20):

$$C = 0.12 \cdot 4.5 \cdot 32 \cdot \left[\lg \frac{2 \cdot 0.65}{0.15 + 0.0965} \right]^{-1} = 24 \text{ (пФ)}$$

4.2.4 Визначення взаємної індуктивності двох паралельних провідників

Найбільша взаємна індуктивність двох паралельних друкованих провідників розраховується за формулою (4.21):

$$M = 0.02 \cdot \left(l_{\text{пр}} \cdot \lg \frac{\sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}}}{L_0} - \sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}} \right), \quad (4.21)$$

де $l_{\text{пр}} = 3.2$ см – довжина взаємного перекриття двох паралельних провідників;

$L_0 = 0.08$ см – відстань між осьовими лініями двох паралельних провідників.

Розрахуємо найбільшу взаємну індуктивність двох паралельних друкованих провідників за формулою (4.21):

$$M = 0.02 \cdot \left(3.2 \cdot \lg \frac{\sqrt{3.2^2 + 0.08^2} + 3.2}{0.08} - \sqrt{3.2^2 + 0.08^2} + 3.2 \right) =$$

$$= 0.12 \text{ (нГн)}$$

Отримані значення паразитної ємності ($C=37.4$ пФ) та взаємної індуктивності ($M=0.12$ нГн) друкованих провідників дозволяють стверджувати, що розводка провідників на друкованій платі не матиме негативного впливу на працездатність схеми.

4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла

Надійність – це властивість об’єкту зберігати протягом певного часу установлені значення певних параметрів, які характеризують можливість виконувати потрібні функції в заданих режимах і умовах експлуатації, технічного обслуговування, ремонтів, збереження і транспортування.

Для розрахунку часу напрацювання до першої відмови потрібні базові значення інтенсивності відмов λ_0 для елементів друкованого вузла. Ця величина визначається експериментально, тож скористаємось значеннями λ_0 з [42,43].

Основними показниками та характеристиками надійності є [44]:

- $\lambda(t)$ – інтенсивність відмов;
- T – середній час напрацювання до першої відмови;
- $P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи;
- $Q(t)$ – імовірність відмови.

Розраховуємо коефіцієнти навантаження:

Для резисторів це формула (4.22):

$$K_H = \frac{P_{\text{роб}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{U_{\text{роб}}^2}{R \cdot P_{\text{ном}}}, \quad (4.22)$$

де $U_{роб}^2 = 81В$, $P_{ном1} = 0.125 Вт$, $P_{ном2} = 1 Вт$.

Розрахований коефіцієнт навантаження за формулою (4.22) для резисторів наведений у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Коефіцієнти навантаження для резисторів

Поз. поз.	Найменування	K_H
R1	2512 1 Вт 5,62 МОм 1 % Panasonic	$14.413 \cdot 10^{-6}$
R2	2512 1 Вт 5,62 МОм 1 % Panasonic	$14.413 \cdot 10^{-6}$
R3	2512 1 Вт 5,49 МОм 1 % Panasonic	$14.754 \cdot 10^{-6}$
R4	2512 1 Вт 7,32 МОм 1 % Panasonic	$11.066 \cdot 10^{-6}$
R5	2512 1 Вт 1,87 МОм 1 % Panasonic	$43.316 \cdot 10^{-6}$
R6	0805 0,125 Вт 1кОм 5 % Panasonic	0.648
R7	0805 0,125 Вт 10кОм 5 % Panasonic	0.065
R8	0805 0,125 Вт 510 Ом 5 % Panasonic	0.271
R9	0805 0,125 Вт 4,7 кОм 5 % Panasonic	0.138
R10	0805 0,125 Вт 1кОм 5 % Panasonic	0.648
R11	0805 0,125 Вт 330 Ом 5 % Panasonic	0.964
RP1	3310 0,125 Вт 1кОм 20 % Bourns	0,648

Для конденсаторів це формула (4.23):

$$K_H = \frac{P_{роб}}{P_{ном}} = \frac{U_{роб}}{U_{ном}}, \quad (4.23)$$

де $U_{ном} = 10 В, 25 В, 50 В$ - для керамічних конденсаторів;

$U_{роб} = 9 В$.

Розрахований коефіцієнт навантаження за формулою (4.23) для конденсаторів наведений у таблиці 4.3.

Для інших елементів коефіцієнт навантаження взято за 1, вважаємо, що це найгірший випадок. Інтенсивність відмов друкованої плати визначатимемо як інтенсивність відмов металізованих отворів.

Таблиця 4.3 – Коефіцієнти навантаження для конденсаторів

Поз. поз.	Найменування	K_H
C1	C-0603 10 В 4,7 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C2	C-0805 50 В 10 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C3	C-0805 50 В 4.3 пФ 5% X7R CERCAP	0,18
C4	C-0805 50 В 4.3 пФ 5% X7R CERCAP	0,18
C5	C-0603 10 В 4,7 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C6	C-0603 10 В 0,01 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C7	C-0603 10 В 1 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C8	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C9	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C10	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C11	C-0603 10 В 1 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C12	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C13	C-0603 10 В 1 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C14	C-0505 25 В 10мкФ 16% X5R ECAP	0,36
C15	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C16	C-0805 50 В 100 нФ 10% X7R CERCAP	0,18
C17	C-0603 10 В 4,7 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C18	C-0505 25 В 10мкФ 16% X5R ECAP	0,36
C19,C20	C-0603 10 В 0,1 мкФ 10% X5R Yageo	0,90
C20	C-0603 10 В 0,1 мкФ 10% X5R Yageo	0,90

Складемо таблицю, що містить коефіцієнти навантаження та інтенсивність відмов (Таблиця 4.4),

де a_e – поправочний коефіцієнт щодо впливу зовнішніх факторів (для наземної стаціонарної апаратури $a_e = 15$);

a_t – поправочний температурний коефіцієнт;

λ_{0i} – коефіцієнт інтенсивності відмов.

Таблиця 4.4 – Коефіцієнти навантаження та інтенсивність відмов

Компонент	К-ть	$\lambda_{0e} \cdot 10^{-6}, \text{год}^{-1}$	K_H	a_t	a_e	$\lambda \cdot 10^{-6}$
Резистори:						
R1, R2	2	0,044	$14 \cdot 10^{-6}$	0,2	15	$3,8049 \cdot 10^{-6}$
R3	1	0,044	$14 \cdot 10^{-6}$	0,2	15	$1,9475 \cdot 10^{-6}$
R4	1	0,044	$11 \cdot 10^{-6}$	0,2	15	$1,4606 \cdot 10^{-6}$
R5	1	0,044	$43 \cdot 10^{-6}$	0,2	15	$5,7176 \cdot 10^{-6}$
R6	1	0,044	0,648	0,2	15	0,085536
R7	1	0,044	0,065	0,2	15	0,00858
R8	1	0,044	0,271	0,2	15	0,167772
R9	1	0,044	0,138	0,2	15	0,018216
R10	2	0,044	0,648	0,2	15	0,171072
R11	1	0,044	0,964	0,2	15	0,259248
Конденсатори:						
C1,C5- C7,C11,C13,C17,C19,C20	9	0,022	0,9	0,4	15	1,0692
C2-C4,C8- C10,C12,C15,C16	9	0,022	0,18	0,4	15	0,21384
C14,C18	2	0,022	0,36	0,4	15	0,9504
Потенціометри	1	0,179	0,648	1	15	1,73988
Мікросхеми	10	0,025	1	1,2	15	4,5
Дисплей	1	0,88	1	1	15	13,2
Пристрої індикації	2	0,3	1	1	15	9
Котушка індуктивності	1	0,01	1	1	15	0,15
Перемикач	1	0,16	1	1	15	2,4
Діод	1	0,025	1	0,9	15	0,3375
Кварцевий резонатор	1	0,03	1	1	15	0,45
Друкована плата	1	0,001	1	1	15	0,015
Перехідні отвори	36	0,000017	1	1	15	0,00918
Контакти роз'ємів	23	0,015	1	1	15	5,175
Пайка виводів	261	0,000069	1	1	15	0,270135
Σ						34,72517193

Результуюча інтенсивність відмов $\lambda_p = 34,725 \cdot 10^{-6} \text{ год}^{-1}$.

					ДК52.4 11251.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		67

Тоді час напрацювання до першої відмови розрахуємо за формулою (4.24):

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda_p} = \frac{1}{34.725 \cdot 10^{-6}} = 28798 \approx 29000 \text{ (год)} \quad (4.24)$$

Ймовірність безвідмовної роботи потягом року розрахуємо за формулою (4.25):

$$P_{pчін} = e^{-\lambda \cdot t} = e^{-34.725 \cdot 10^{-6} \cdot 8760} = 0.74 \quad (4.25)$$

Ймовірність відмови протягом року розрахуємо за формулою (6.6):

$$Q_{pчін} = 1 - P_{pчін} = 1 - 0.74 = 0.26 \quad (4.26)$$

Для знаходження ресурсу роботи приладу було виконано розрахунок залежності імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ в діапазоні від 0 до 500000 годин. Отриманий ресурс роботи – 19950 годин. Графіки залежності ймовірності відмов $Q(t)$ і безвідмовної роботи $P(t)$ протягом експлуатації зображено на рис.4.4 (для кращої наглядності вісь абсцис взята в логарифмічній шкалі).

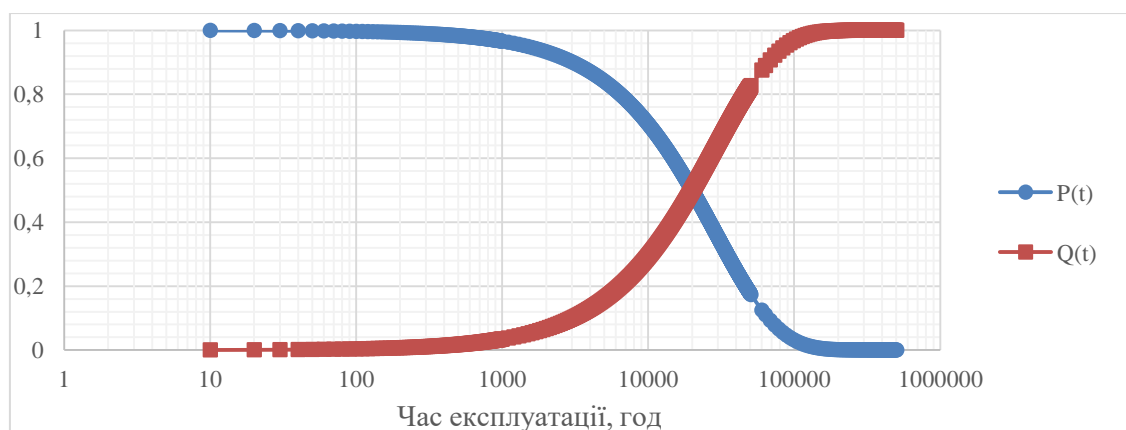


Рисунок 4.4 – Графік залежності ймовірності відмов і безвідмовної роботи ДВ від часу

4.4 Розрахунок віброміцності друкованого вузла

Для забезпечення віброміцності друкованої плати необхідно виконання наступних вимог [45]:

- відсутність в конструкції механічних резонансів;
- обмеження амплітуди вібропереміщення значеннями, що виключають небезпечні механічні напруження.

Основні параметри склотекстоліту FR-4:

- тимчасовий опір $\sigma_T = 105$ (МПа);
- модуль Юнга $E = 3.02 \cdot 10^{10}$ (Па);
- коефіцієнт Пуассона $\mu = 0.22$;
- показник затухання $\varepsilon = 0.06$;
- питома вага $\rho_{FR-4} = 2050$ кг/м³;
- питома щільність $\nu = 2.05 \cdot 10^4$ Н/м³;
- коефіцієнт запасу міцності $n_1 = 2$;

Плата пристрою, що проектується, має лінійні розміри a (мм) $\times b$ (мм) $\times h$ (мм) = 105 \times 97.5 \times 1.5. Маса друкованої плати розраховуватиметься за формулою 4.27.

$$m_{\text{дп}} = \rho \cdot V = \rho_{FR-4} \cdot (a \cdot b \cdot h) \quad (4.27)$$

де $\rho_{FR-4} = 2.05$ г/см³ – густина склотекстоліту FR-4, враховуючи друковані провідники.

Розрахуємо масу друкованої плати за формулою 4.27:

$$m_{\text{дп}} = 2.05 \cdot 10.5 \cdot 9.75 \cdot 0.15 = 31.5 \text{ (г)}$$

Розрахунок маси елементів приведено до таблиці 4.5.

Таблиця 4.5. Маса елементів друкованої плати.

Елемент	Позначення	К-ть	Маса, г	Загальна маса,г
Конденсатори керамічні	0603-X5R	9	0,03	0,27
	0505-X5R	2	0,06	0,12
	0805-X7R	9	0,04	0,36
Мікросхеми	BH1750FVI	1	0,2	0,2
	BQ25505EVM	1	0,4	0,4
	LD1117S50TR	1	0,25	0,25
	LD39050PU33R	1	0,6	0,6
	LM35DMX	1	0,74	0,74
	MMDF1300	2	0,74	1,48
	STM32F303K8T6	1	1,4	1,4
	TPS62736RGYT	1	0,4	0,4
	XC6206P332MR	1	0,8	0,8
Резистори	SMD 0,125 Вт 0805	6	0,05	0,3
	SMD 1 Вт 2512	5	0,067	0,335
Потенціометр	3310 0,125 Вт	1	0,28	0,28
Діод	STPS2L30A		0,13	0
Дисплей	1602	1	31	31
Перемикач	IT 1181	1	0,75	0,75
Роз'єми	KF301-2P	2	1,6	3,2
	KLS1-SD101 KLS	1	2	2
	PJ-014DH	1	1,65	1,65
Резонатор	NX3215SA	1	0,055	0,055
Індуктивність	L-0805 10%	1	0,05	0,05
Світлодіоди	HSMX-C670	2	0,16	0,32
			Σ	46,96

Загальна маса елементів які входять до пристрою становить $m_E = 46.96$ грам. Коефіцієнт перенавантаження $n = 8$.

Варіанти закріплення друкованих плат наведено на рис.4.5.


Спирання на 4 сторони 	$\alpha = \pi^2 \cdot \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right)$
Спирання на 3 сторони 	$\alpha = \pi^2 \cdot \sqrt{0,43 \cdot \frac{a^2}{b^2} + \frac{a^4}{b^4}}$
Спирання на 3 сторони 	$\alpha = \pi^2 \cdot \sqrt{1 + 0,43 \cdot \frac{a^2}{b^2}}$
Жорстке закріплення по 4 сторонам 	$\alpha = 22,37 \cdot \sqrt{1 + 0,61 \cdot \frac{a^2}{b^2} + \frac{a^4}{b^4}}$

Рисунок 4.5 – Варіанти закріплення друкованої плати.

Вибраний тип закріплення друкованої плати – спирання на 3 сторони повздовж.

Визначення коефіцієнту K_B здійснюється за формулою 4.28.

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{m_E}{m_{дп}}}} \quad (4.28)$$

Обрахуємо коефіцієнт K_B за формулою 4.28:

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{49.96}{31.5}}} = 0.622$$

Коефіцієнт α , враховуючи вибраний тип закріплення буде обчислюватися за формулою 4.29.

$$\alpha = \pi^2 \cdot \sqrt{1 + 0,43 \cdot \frac{a^2}{b^2}} \quad (4.29)$$

Обрахуємо коефіцієнт α за формулою 4.29:

$$\alpha = 9.86 \cdot \sqrt{1 + 0.43 \cdot \frac{0.105^2}{0.0975^2}} = 12.07$$

Визначення циліндричної жорсткості D буде обчислюватись за формулою 4.30.

$$D = \frac{E \cdot h^3}{12 \cdot (1 - \mu^2)} \quad (4.30)$$

Обрахуємо циліндричну жорсткість D за формулою 4.30:

$$D = \frac{3,02 \cdot 10^{10} \cdot 0,0015^3}{12 \cdot (1 - 0,22^2)} = 8.93 \text{ (Н·м)}$$

Визначення власної частоти коливань друкованої плати $f_{\text{влас}}$ обчислюється за формулою 4.31.

$$f_{\text{влас}} = \frac{K_{\text{в}} \cdot \alpha}{2 \cdot \pi \cdot a^2} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot g}{v \cdot h}} \quad (4.31)$$

Обрахуємо власну частоту коливань друкованої плати $f_{\text{влас}}$ за формулою 4.31:

$$f_{\text{влас}} = \frac{0.622 \cdot 12.07}{2 \cdot 3.14 \cdot 0.105^2} \cdot \sqrt{\frac{8.93 \cdot 9.81}{2.05 \cdot 10^4 \cdot 0.0015}} \approx 183 \text{ (Гц)}$$

Амплітуда вібрацій на власній частоті обчислюється за формулою 4.32.

$$A = \frac{0.25n}{f_{\text{влас}}^2} \quad (4.32)$$

Обрахуємо амплітуду вібрацій на власній частоті за формулою 4.32:

$$A = \frac{0.25 \cdot 8}{183^2} \approx 0.06 \text{ (мм)}$$

Визначення коефіцієнту динамічності K_d (в скільки разів амплітуда на вимушених коливаннях відрізняється від амплітуди на власній частоті коливань) обчислюється за формулою 4.33.

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_{\text{влас}}}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{f \cdot \varepsilon}{f_{\text{влас}}}\right)^2}} \quad (4.33)$$

де f – частота вимушених коливань,

ε – показник затухання.

Візьмемо частоту вимушених коливань рівною 10 Гц (низькочастотні коливання мають більшу імовірність появи і є найбільш енергетичними). Обрахуємо коефіцієнт динамічності K_d м за формулою 4.33:

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{10}{183}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{10 \cdot 0.06}{183}\right)^2}} = 1.003$$

Динамічний прогин W обчислюється за формулою 4.34.

$$W = K_d \cdot A \quad (4.34)$$

Обрахуємо значення динамічного прогину W формулою 4.34:

$$W = 1.003 \cdot 0.06 = 0.06 \text{ (мм)}$$

Порівняємо W з товщиною плати (h). Динамічний прогин не перевищує $\frac{1}{5} \cdot h$ ($0.06 \text{ мм} < 0.3 \text{ мм}$).

Рівномірно розподілене динамічне навантаження P_d обчислюється за формулою 4.35.

$$P_d = \frac{W \cdot D}{c_1 \cdot b^4} \quad (4.35)$$

Коефіцієнт c_1 розраховується за формулою 4.36.

$$c_1 = 0.00406 + 0.018 \cdot \lg\left(\frac{a}{b}\right) \quad (4.36)$$

Обрахуємо значення коефіцієнту c_1 за формулою 4.36:

$$c_1 = 0.00406 + 0.018 \cdot \lg\left(\frac{105}{97.5}\right) = 0.0046$$

Обрахуємо значення рівномірно розподіленого динамічного навантаження P_d за формулою 4.35:

$$P_d = \frac{0.06 \cdot 10^{-3} \cdot 8.93}{0.0046 \cdot 0.0975^4} = 1299 \text{ (Н/м}^2\text{)}$$

Максимальний розподілений прогибний момент обчислюється за формулою 4.37.

$$M_{\max} = c_2 \cdot P_d \cdot b^2 \quad (4.37)$$

Коефіцієнт c_2 розраховується за формулою 4.38.

$$c_2 = 0.0479 + 0.18 \cdot \lg\left(\frac{a}{b}\right) \quad (4.38)$$

Обрахуємо значення коефіцієнту c_2 за формулою 4.38:

$$c_2 = 0.0479 + 0.18 \cdot \lg\left(\frac{105}{97.5}\right) = 0.053$$

Обрахуємо значення максимально розподіленого прогибного моменту за формулою 4.37:

$$M_{\max} = 0.053 \cdot 1299 \cdot 0.0975^2 = 0.655 \text{ (Н)}$$

Допустиме напруження для матеріалу друкованої плати обчислюється за формулою 4.39.

$$\sigma_{\text{доп}} = \frac{\sigma_t}{n_1}, \quad (4.39)$$

де n_1 – коефіцієнт запасу міцності.

Обрахуємо значення допустимого напруження для матеріалу друкованої плати за формулою 4.39:

$$\sigma_{\text{доп}} = \frac{105}{2} = 52.5 \text{ (МПа)}$$

Для виконання умови віброміцності необхідно:

$$\sigma_{\text{max}} \ll \sigma_{\text{доп}},$$

де σ_{max} обчислюється за формулою 4.40.

$$\sigma_{\text{max}} = \frac{6 \cdot M_{\text{max}}}{h^2} \quad (4.40)$$

Обрахуємо значення σ_{max} формулою 4.40:

$$\sigma_{\text{max}} = \frac{6 \cdot 0.655}{0.0015^2} = 1.75 \text{ (МПа)} \ll 52.5 \text{ (МПа)}$$

Для діапазону частот вимушених коливань від 1 Гц до 1кГц здійснено розрахунок максимального прогину для підтвердження виконання умов віброміцності (рис. 4.6).

Отже, умови віброміцності для плати задовольняються, додаткових заходів із підвищення не потребується.

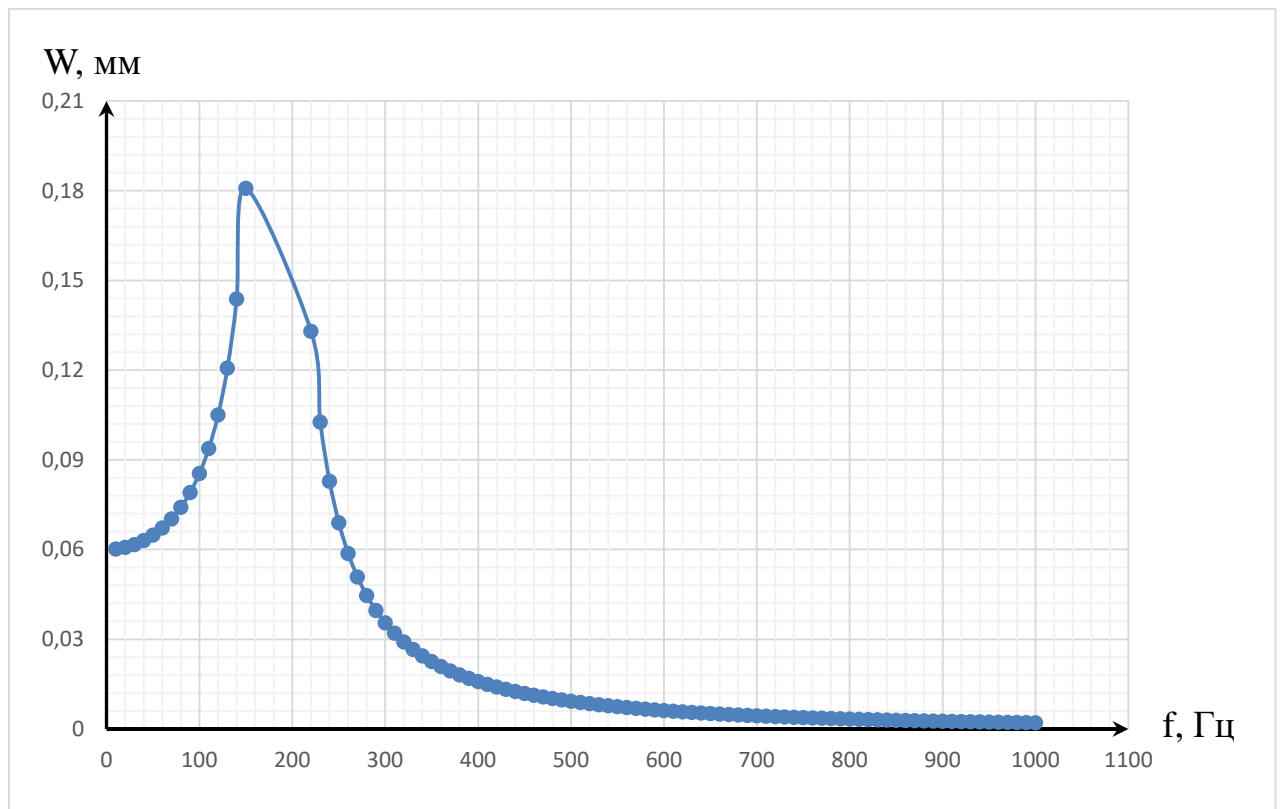


Рис. 4.6 – Залежність зміни максимального прогину друкованої плати від частоти вимушених коливань

4.5 Розрахунок теплового режиму

4.5.1 Розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги

Пристрій, що проектується, не має критично важливих вимог щодо теплового режиму, зважаючи на кліматичні умови і відносно мале споживання струму схеми. Але оскільки схема живиться від стабілізаторів напруги, необхідно розрахувати їх тепловий режим, щоб впевнитися в оптимальному режимі роботи.

Розрахуємо тепловий режим для стабілізатора DA6 згідно схеми електричної принципової, який має великий спад напруги. Припустимо для підвищення надійності розрахунків, що через цей стабілізатор напруги може протікати максимально можливий у схемі струм рівний 51,2 мА (значення розраховано в пункті 4.1.1).

Стабілізатор напруги DA6 – XC6206P332 має наступні характеристики [46]:

- корпус SOT-23-3;
- максимальна температура кристалу $T_K = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- температурний опір кристал-середовище $200\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}}$ [47].

Згідно з документацією на стабілізатор, максимальна потужність яку може розсіяти стабілізатор, становить 500 мВт.

Відповідно до схеми електричної принципової, максимальна напруга, яка може бути на вході пристрою – 9 вольт. Потужність, що розсіюється на стабілізаторів розраховується за формулою 4.41.

$$P_{\text{розс}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{стаб}}) \cdot I_{\text{max}}, \quad (4.41)$$

де $U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга;

$U_{\text{стаб}} = 5\text{ В}$ – напруга стабілізації;

$I_{\text{max}} = 51.2\text{ мА}$ – максимально можливий струм (для підвищення надійності розрахунків прийmemo $I_{\text{max}} = 55\text{ мА}$).

Обрахуємо значення потужності, що розсіюється на стабілізаторі, за формулою 4.41:

$$P_{\text{розс}} = (9 - 5) \cdot 0.055 = 0.22\text{ (Вт)}$$

Результати розрахунку показують, що при нормальних умовах потужність розсіювання не перевищує значення 45% від максимально допустимої потужності.

Розрахунок запасу допустимих температур для кристалу розрахуємо за формулою 4.42 [48].

$$T_{\text{доп}} = T_{\text{н. с.}} + P \cdot R_{\text{КС}}, \quad (4.42)$$

де $T_{н.с.}$ – температура навколишнього середовища 45 °С;

$R_{КС} = 200$ °С/Вт – тепловий опір переходу корпус SOT-23-3.

Обрахуємо значення запасу допустимих температур за формулою 4.42:

$$T_{доп} = 45 + 0.22 \cdot (200) = 89^{\circ}\text{C}$$

Нагрів кристалу при роботі розраховується за формулою 4.43.

$$\Delta T = P \cdot R_{КС}, \quad (4.43)$$

де ΔT – температура нагріву кристалу (°С);

$R_{КС}$ – опір кристал середовище, $R_{КС} = R_{\text{нп. корп.}} + R_{\text{корп. серед.}}$.

Обрахуємо значення нагріву кристалу при роботі за формулою 4.43:

$$\Delta T = 0.22 \cdot 200 = 44 (^{\circ}\text{C})$$

Максимальна температура кристалу становить 125 °С. Обраховане значення $T_{доп}$ є сприйнятливим при температурі навколишнього середовища 45°С. Отже, стабілізатор буде працювати в оптимальному режимі.

4.5.2 Розрахунок теплового режиму імпульсного регулятора напруги

Розрахуємо тепловий режим для регулятора напруги DA5. Припустимо для підвищення надійності розрахунків, що через цей регулятор напруги може протікати максимально можливий у схемі струм рівний 120 мА (значення взято з технічного завдання).

Регулятор напруги DA5 – TPS62736RGYT має наступні параметри [49]:

- корпус VQFN-14;
- максимальна температура кристалу $T_K = 150$ °С;

температурний опір кристал-середовище $33.7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}}$.

Згідно з документацією на регулятор, максимальна розсіювана потужність становить 800 мВт.

Відповідно до схеми електричної принципової, максимальна напруга, яка може бути на вході пристрою – 5.5 вольт. Потужність, що розсіюється на стабілізаторів розраховується за формулою 4.41,

де $U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга;

$U_{\text{вих}} = 2.4 \text{ В}$ – напруга на виході;

$I_{\text{max}} = 120 \text{ мА}$ – максимально можливий струм.

Обрахуємо значення потужності, що розсіюється на регуляторі напруги, за формулою 4.41:

$$P_{\text{розс}} = (5.5 - 2.4) \cdot 0.12 = 0.372 \text{ (Вт)}$$

Результати розрахунку показують, що при нормальних умовах потужність розсіювання не перевищує значення 50% від максимально допустимої потужності.

Розрахунок запасу допустимих температур для кристалу розрахуємо за формулою 4.42,

де $T_{\text{н.с.}}$ – температура навколишнього середовища 45°C ;

$R_{\text{КС}} = 33.7^{\circ}\text{C/Вт}$ – тепловий опір переходу корпус SOT-23-3;

Обрахуємо значення запасу допустимих температур за формулою 4.42:

$$T_{\text{доп}} = 45 + 0.372 \cdot 33.7 = 57.5^{\circ}\text{C}$$

Нагрів кристалу при роботі розраховується за формулою 4.43,

де ΔT – температура нагріву кристалу ($^{\circ}\text{C}$);

$R_{\text{КС}}$ – опір кристал середовище, $R_{\text{КС}} = R_{\text{нп. корп.}} + R_{\text{корп. серед.}}$.

Обрахуємо значення нагріву кристалу при роботі за формулою 4.43:

					ДК52.4 11251.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		80

$$\Delta T = 0.372 \cdot 33.7 = 12.52 (^{\circ}\text{C})$$

Максимальна температура кристалу становить 150°C . Обраховане значення $T_{\text{доп}}$ є сприйнятливим при температурі навколишнього середовища 45°C . Отже, імпульсний регулятор напруги буде працювати в оптимальному режимі.

Висновки до розділу 4

У даному розділі проведено розрахунки, що підтверджують обраний клас точності №4: мінімальне значення ширини друкованого провідника ($b_{\min I} = 0.11 \text{ мм}$) входить в межі 4 класу точності ($b_{\min I} = 0.15 \text{ мм}$).

Розраховано значення падіння напруги на найдовшому провіднику ($U_{\text{пад}} = 18 \text{ мВ}$), що не перевищує 5% від напруги живлення ($U_{\text{доп}} = 0.05 \times 9 = 0.45 \text{ В}$). Отже, ширина провідника повністю задовольняє вимоги максимально допустимого падіння напруги на одиницю довжини провідника.

Потужність втрат друкованої плати рівна 42.5 нВт , що є нехтовно малою величиною, і можна стверджувати, що робота схеми ніяк не вплине на функціонування друкованого вузлу, а також можна стверджувати, що даний матеріал друкованої плати (FR4) цілком підходить для її виготовлення, оскільки розсіюватиме дуже малу потужність втрат.

Отримані значення паразитної ємності ($C = 24 \text{ пФ}$) та взаємної індуктивності ($M = 0.12 \text{ нГн}$) дозволяють стверджувати, що розводка провідників на друкованій платі не матиме негативного впливу на працездатність схеми.

Виконано розрахунок надійності друкованого вузла. Отриманий результат середнього часу напрацювання до першої відмови (29000 год) задовольняє вимогам ТЗ. Висока надійність приладу досягається за рахунок використання інтегральних схем. Побудовано графік залежності імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ в діапазоні від 0 до 500000 годин . Отриманий ресурс безвідмовної роботи – 19950 годин (2.3 року). Щоб підвищити значення надійності друкованого вузла, потрібно: зменшити кількість паяльних з'єднань

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		81

(зменшити кількість елементів), використовувати інтегральні збірки, мінімізувати кількість перехідних отворів, застосувати у схемі резервування .

Виконано розрахунок віброміцності друкованого вузла. Отримано результат $\sigma_{\max} = 1.75$ Мпа, що задовольняє виконання умови віброміцності ($\sigma_{\max} \ll \sigma_{\text{доп}}$, $1.75 \text{ МПа} \ll 52.5 \text{ МПа}$). Для діапазону частот вимушених коливань від 1 Гц до 1кГц здійснено розрахунок максимального прогину для підтвердження виконання умов віброміцності й побудовано графік залежності зміни максимального прогину друкованої плати від частоти вимушених коливань. Умови віброміцності для плати задовольняються, додаткових заходів із підвищення не потребується.

Виконано розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги та імпульсного регулятора напруги. Максимальна температура кристалу стабілізатора становить 125°C . Обраховане значення $T_{\text{доп}} = 89^{\circ}\text{C}$ є сприйнятливим при температурі навколишнього середовища 45°C . Отже, стабілізатор буде працювати в оптимальному режимі. Максимальна температура кристалу регулятора становить 150°C . Обраховане значення $T_{\text{доп}} = 57.5^{\circ}\text{C}$ є сприйнятливим при температурі навколишнього середовища 45°C . Отже, імпульсний регулятор напруги буде працювати в оптимальному режимі. Температурний розрахунок показав, що додаткових засобів охолодження для ДВ не потрібно.

РОЗДІЛ 5 ПРОЕКТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

5.1 Проектування програмного забезпечення

5.1.1 Програмування мікроконтролера STM32F303K8

В якості керуючого пристрою використовувався відлагоджувальний модуль на базі мікроконтролера STM32F303K8. Мікроконтролер зчитує коефіцієнти рівняння залежності напруги максимальної потужності з SD карти, отримує значення температури й освітленості з вбудованих датчиків LM35 та BH1750 та керує мікросхемою BQ25505 за допомогою ЦАП. Відповідно до параметрів навколишнього середовища, МК знаходить оптимальне значення напруги підставляючи значення температури і освітленості в отримане рівняння. Далі встановлене значення напруги подається на мікросхему BQ25505, яка в свою чергу регулює вихідну напругу SE. Лістинг програми наведено в додатку Б.

Налаштування мікроконтролера для роботи проводилося в середовищі Cube MX (рис. 5.1). В якості протоколів передачі даних були підключені I2C1 та SPI1.

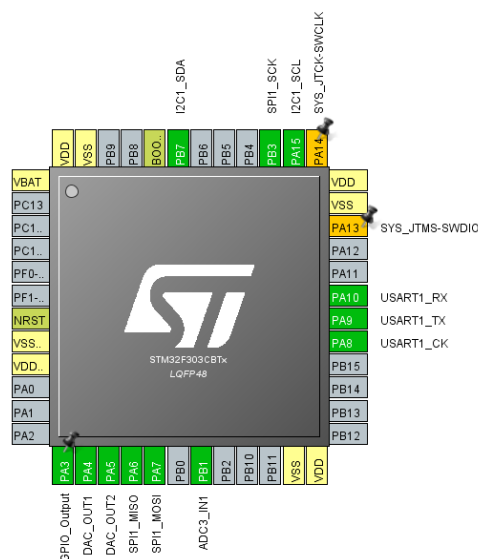


Рис. 5.1 Налаштування STM32F303K8 в CubeMX

Блок-схема програми приведена на рис. 5.2.

Спочатку відбувається ініціалізація портів, протоколів, ЦАП, АЦП та датчиків. Далі виконується перехід в основний цикл, де розраховується оптимальна напруга для ТМП фотоелектричного перетворювача, що подається на мікросхему BQ25505.

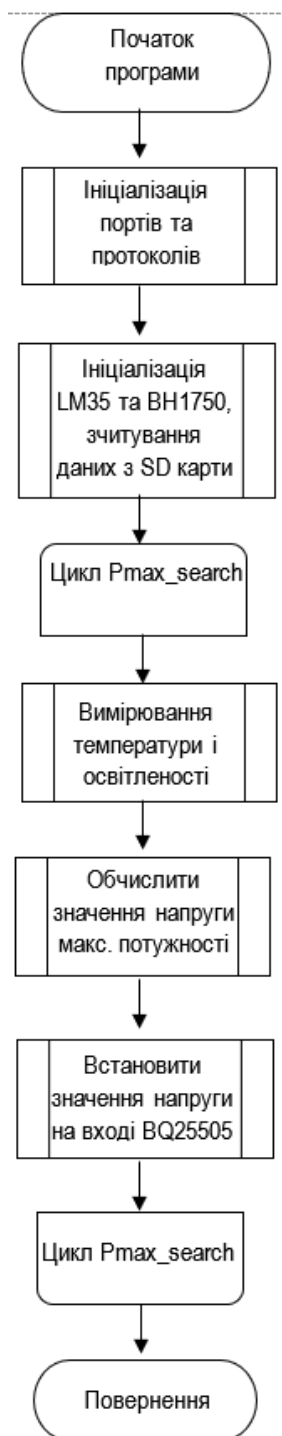


Рис. 5.2 Блок схема програми

5.1.1 Ініціалізація портів та протоколів

Розглянемо підпрограми ініціалізації портів та протоколів.

Декларація підпрограм:

```
void SystemClock_Config(void);  
static void MX_GPIO_Init(void);  
static void MX_USART2_UART_Init(void);  
static void MX_I2C1_Init(void);  
static void MX_SPI1_Init(void);
```

Дані підпрограми були згенеровані в Cube MX і реалізовані за допомогою HAL бібліотек. Розглянемо налаштування, що виконуються в даних підпрограмах:

- Системний таймер: джерело тактового сигналу – зовнішній кварцовий резонатор, частота якого рівна 8 МГц. Частота системного генератора SYSCCLK встановлюється 8 МГц, тактування шини АНВ – 8 МГц. Тактування шини APB2 до якої підключені протоколи SPI1 та I2C1 – 8 МГц. Тактування шини APB1 до якої підключений UART2 - 8 МГц.
- Виводи загального призначення:
 - вивід PC7 – конфігурація на вихід типу push-pull, швидкість роботи до 2 МГц. Даний вивід використовуватиметься як slave select вивід при роботі з SPI;
 - вивід PB4 – лінія даних MISO для SPI для ;
 - вивід PA5 – лінія тактового сигналу SCK для SPI;
 - вивід PB7 - лінія даних SDA для I2C1;
 - вивід PB6 – лінія тактового сигналу SCL для I2C1;
- Протокол I2C1: Стандартна швидкість передачі 100 кГц, 7 бітна адреса.
- Протокол SPI1: буфер даних – 8 біт, подільник частоти – 32. таким чином, тактовий генератор для SPI працюватиме на частоті 2.6 МГц.

5.1.2 Зчитування даних з давачів та SD карти

Зчитування даних з карти пам'яті виконувалося за інтерфейсом SPI. Для роботи з картою пам'яті використовувалася бібліотека, наявна у відкритому доступі за посиланням [50].

Основні функції бібліотеки:

SD_init() – ініціалізація SPI і карти пам'яті, у разі успіху повертає 0.

SD_sendCommand(cmd, arg) – посилання команди SD карті,

де: cmd - команда, arg – аргумент.

Основні команди:

GO_IDLE_STATE 0 – програмна перезагрузка;

SEND_IF_COND 8 – для SDC V2 – перевірка діапазону напруг;

READ_SINGLE_BLOCK 17 – читання вказаного блоку даних;

WRITE_SINGLE_BLOCK 24 – запис указаного блоку даних.

Дані з давача освітленості на базі мікросхеми BH 1750 зчитувалися за I2C інтерфейсом. Спочатку давач ініціалізувався у режим вимірювання з точністю 1 Лк. Дані для відправки розбиваються на 2 фрейми: фрейм адреси і даних. Спочатку відправляються 7 біт, що визначають адресу пристрою, далі відправляється 1 чи більше байт із даними. Приклад повідомлення для ініціалізації давача наведено на рис. 5.3.

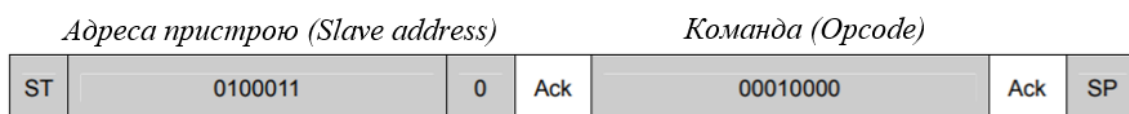


Рис. 5.3 Відправка команди давачу освітленості

Для зчитування даних відправлявся байт з адресою. У відповідь надходило 2 байти із значенням освітленості. Типова команда наведена на рисунку 5.4.

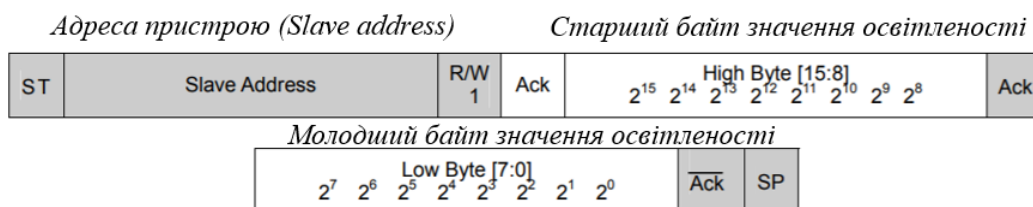


Рис. 5.4 Зчитування даних із датчика

Згідно документації [51], значення освітленості розраховувалося за формулою (5.1):

$$L = \frac{S}{1,2}, \quad (5.1)$$

де S – значення слова зчитаного від датчика у десятковому форматі.

Дані з датчика температури LM35 зчитувалися як напруга за допомогою АЦП. LM35 це прецизійний інтегральний давач температури, у яких вихідна напруга є пропорційною температурі за шкалою Цельсія.

5.1.3 Керування мікросхемою BQ25505

Керуючий сигнал подавався у вигляді опорної напруги із ЦАП мікроконтролера на вхід схеми BQ25505.

Значення опорної напруги обчислювалося підставленням значень освітленості і температури у рівняння виду:

$$U_{max} \simeq b_0 + b_1 \cdot E + b_2 \cdot T + b_3 \cdot E \cdot T + b_4 \cdot T \cdot E^2 + b_5 \cdot E \cdot T^2 + b_6 \cdot E^2 + b_7 \cdot T^2,$$

де b_i – коефіцієнти зчитані з карти пам'яті, E та T – значення температури та освітленості відповідно.

Напруга встановлювалася за допомогою команд *HAL_DAC_Start* та *HAL_DAC_SetValue*. Першій команді в якості параметрів передається номер каналу ЦАП. Другій команді – значення для запису в ЦАП.

Дане значення обчислюється за формулою (5.2):

$$D = \frac{U}{V_{ref}} \cdot 4096, \quad (5.2)$$

де U – значення напруги у вольтах, V_{ref} – значення опорної напруги, яке складало 3,3 В.

5.2 Експериментальне дослідження

Експериментальне дослідження проводилось з використанням відладочного модуля BQ25505EVM. Схема включення зображена на рисунку 5.5.

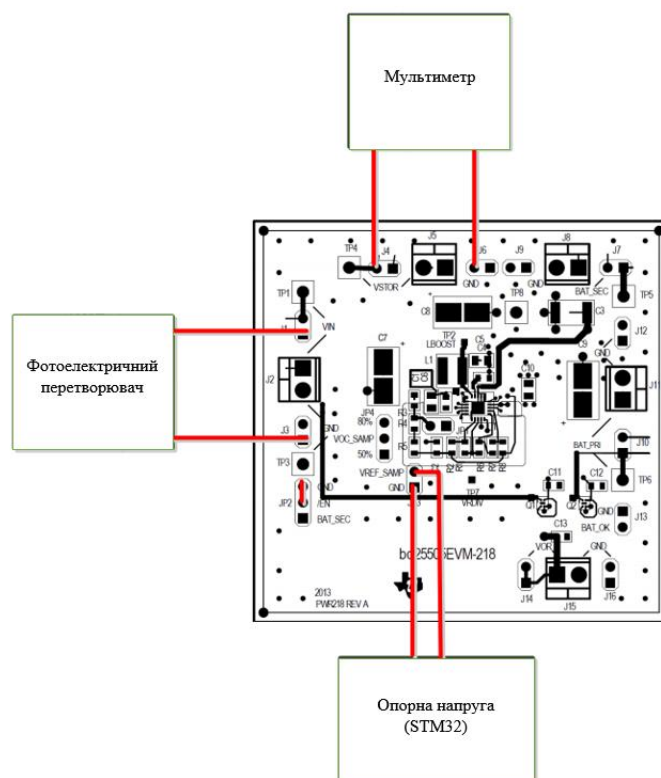


Рис. 5.5 – Схема включення модуля BQ25505EVM

За допомогою мікроконтролера STM32F303K8 з ЦАП подається опорне значення напруги на пін VREF_SAMP модулю BQ25505EVM. Модуль BQ25505EVM налаштовує роботу ФЕ перетворювача на значення опорної напруги. У нашому випадку використовується полікристалічний кремній потужністю $P = 0.7$ Вт. Подаємо на VREF_SAMP значення опорної напруги $U_{op} = 4$ В. Отримуємо значення на виході мікросхеми $U_{out} = 4.168$ В. Макет та результат експериментального дослідження наведено на рисунку 5.5.

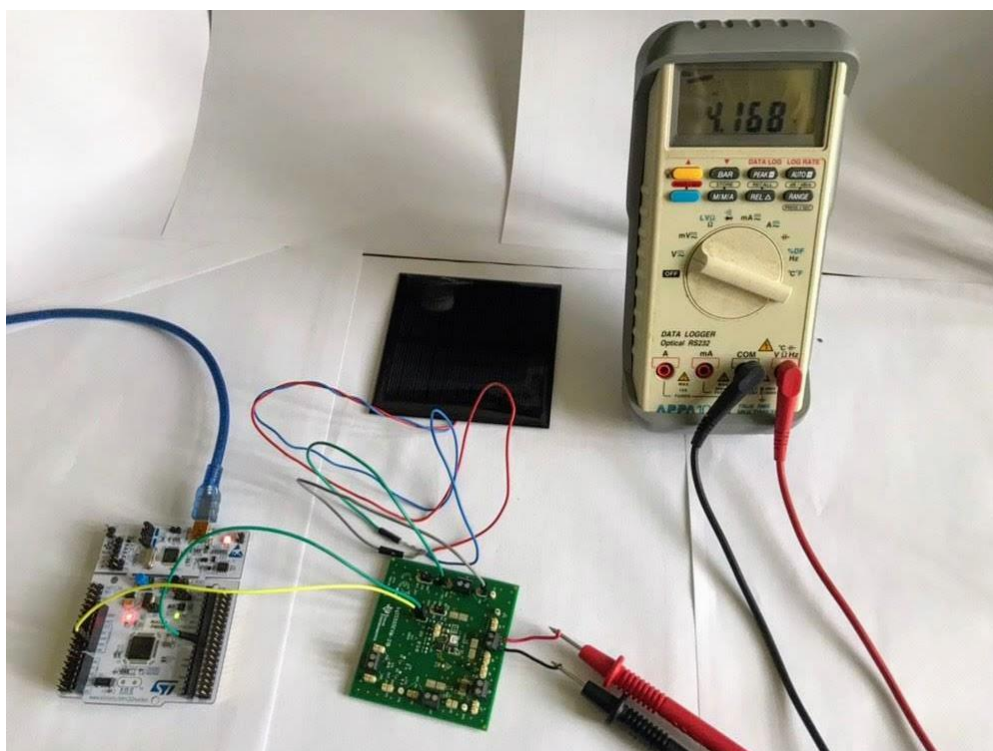


Рис. 5.5 – Експериментальне дослідження

Висновки до розділу 5

У якості керуючого пристрою використовувався відлагоджувальний модуль на базі мікроконтролера STM32F303K8, який забезпечує зчитування даних з датчиків та SD карти, керування мікросхемою BQ25505.

Датчик освітленості BH1750 підключався за інтерфейсом I2C, вимірювач температури LM35 підключався до АЦП, SD карта – за інтерфейсом SPI.

Керування мікросхемою перетворення потужності сонячної батареї BQ25505 здійснювалося поданням опорної напруги із ЦАП.

Налаштування портів та інтерфейсів виконувалося у середовищі графічного програмування CubeMx з подальшим налаштуванням у KeilMDK.

Експериментальні дослідження підтвердили працездатність розробленої системи.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		90

ВИСНОВКИ

У даному дипломному проекті розроблено автономний пристрій системи слідування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів.

Під час створення даного пристрою виконано наступні етапи:

1. На основні аналізу науково-технічної літератури визначено алгоритм слідування за ТМП. Різноманіття методів і засобів реалізації свідчить про те, що оптимального апаратно-програмного рішення не знайдено. Огляд літератури показав, що традиційні алгоритми володіють деякими недоліками. Прийнято рішення визначати ТМП на базі отриманої моделі ФЕ перетворювача.

2. Розроблено структурну та електричну принципову схеми пристрою. Описано принцип роботи пристрою та проведено вибір елементної бази. Мікроконтролер STM32 зчитує коефіцієнти рівняння залежності напруги максимальної потужності з SD карти, отримує значення температури й освітленості з вбудованих датчиків LM35 та BH1750 та керує мікросхемою BQ25505 за допомогою ЦАП. Відповідно до параметрів навколишнього середовища, МК знаходить оптимальне значення напруги підставляючи значення температури і освітленості в отримане рівняння. Далі встановлене значення напруги подається на мікросхему BQ25505, яка в свою чергу регулює вихідну напругу СЕ.

3. Спроектовано друкований вузол. Відповідно до технічного завдання та розводки розроблюваного приладу обрано двосторонню друковану плату з матеріалом склотекстоліт FR4-2-35-1.5 та комбінованим позитивним методом виготовлення. Отримано результати, які підтверджують відповідність до обраного 4го класу точності. Проведено розміщення КЕ послідовним алгоритмом. Спрощена схема дає змогу приблизно побачити, як буде виглядати майбутня ДП, та на що слід більше звернути увагу при її розробці. Всі роз'єми розміщені на краях плати, мікросхеми, які мають з ними зв'язок, у середині. Проведено аналіз схеми електричної принципової та даташитів. Елементи, що не

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		91

враховувались за послідовного алгоритму вплинуть на розміщення мікросхем, а саме перемикач SA1, роз'єм XS1 та резистори R1-R5. Для розробки ДП в Altium Designer створено умовні графічні позначення кожного елемента, який використовується в схемі, та задано параметри для них. Також спроектовано схему електричну принципову, розміщено компоненти на монтажний простір та виконано їх трасування на ДП.

4. Проведено наступні розрахунки:

- конструкторсько-технологічний розрахунок, який підтвердив правильність вибору 4-го класу точності;

- електричний розрахунок ДП, який підтвердив оптимальний вибір трасування провідників. Отримано результат:

- потужність втрат ДДП $P_{\text{пот}} = 42.5$ нВт;
- паразитна ємність між двома сусідніми провідниками $C = 24$ пФ;
- взаємна індуктивність між двома сусідніми провідниками $M = 0.12$ нГн.

На основі даних розрахунків можна стверджувати, що робота схеми ніяк не вплине на функціонування друкованого вузла. Отримані значення паразитної ємності та взаємної індуктивності підтверджують, що розводка провідників на друкованій платі не матиме негативного впливу на працездатність схеми;

- розрахунок надійності друкованого вузла. Отриманий результат середнього часу напрацювання до першої відмови (29000 год) задовольняє вимогам ТЗ (26280 год). Висока надійність приладу досягається за рахунок використання інтегральних схем. Побудовано графік залежності імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ в діапазоні від 0 до 500000 годин. Отриманий ресурс безвідмовної роботи – 19950 годин (2.3 року). Щоб підвищити значення надійності друкованого вузла, потрібно: зменшити кількість паяльних з'єднань (зменшити кількість елементів), використовувати інтегральні збірки, мінімізувати кількість перехідних отворів, застосувати у схемі резервування.

- виконано розрахунок вібростійкості друкованого вузла. Отримано результат $\sigma_{\text{max}} = 1.75$ Мпа, що задовольняє виконання умови вібростійкості

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		92

($\sigma_{\max} \ll \sigma_{доп}$, $1.75\text{МПа} \ll 52.5\text{МПа}$). Для діапазону частот вимушених коливань від 1 Гц до 1кГц здійснено розрахунок максимального прогину для підтвердження виконання умов віброміцності й побудовано графік залежності зміни максимального прогину друкованої плати від частоти вимушених коливань. Умови віброміцності для плати задовольняються, додаткових заходів із підвищення не потребується;

- виконано розрахунок теплового режиму стабілізатора та імпульсного регулятора напруги, результат якого вказує на відсутність необхідності в додаткових засобах охолодження ДВ.

5. Проведено проектування програмного забезпечення в середовищі в CubeMX та експериментальне дослідження на відладочному модулі, що підтверджує працездатність розробленої системи.

Технічні характеристики розробленого приладу відповідають умовам ТЗ.

Техн. характ.	ТЗ	Розроблений прилад
Габаритні розміри	120x120x50	115x105x35
Маса	300г	289г
Живлення	9В±5%	9В±5%
Мах струм споживання	120 мА	51 мА

Кліматичне виконання обрано УХЛ.1.1 по ГОСТ 15150-69 – для експлуатації на відкритому повітрі. Для захисту від зовнішніх впливів, плату покрити лаком УР-231 ТУ 6-21-14-90 в три шари та встановити в спроектований корпус.

Дипломний проект виконано в повному обсязі, характеристики якого повністю задовольняють умови технічного завдання.

В ході виконання дипломного проекту було виконано впровадження розробки на базі ТОВ «УНІВЕРСИТЕТ СЕДІКОММ».

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Енергоефективність та альтернативна енергетика [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/ByqZr9>
2. Використання сонячних електростанцій [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/MyqZpL>
3. Сучасні технологічні процеси, обладнання та устаткування фотоелектричного перетворення сонячної енергії [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/KyqZEL>
4. Christopher James Beitel, Solar panels with untegrated cell-level devices, Patent No.: US 9,800,053 B2, Oct.24,2017
5. David Perreault, Power processing methods and apparatus for photovoltaic systems, Patent No.: US 9,673,729 B2, Jun. 6, 2017
6. Babaa S., Armstrong M., Pickert V. Overview of maximum power point tracking control methods for PV systems. Journal of Power and Energy Engineering, no. 2, pp. 59–72.
7. Faranda R., Leva S. Energy comparison of MPPT techniques for PV systems. WSEAS Transactions on Power Systems, vol. 3, iss. 6, 2008, pp. 447–455.
8. Dolar A., Faranda R., Leva S. Energy comparison of seven MPPT techniques for PV systems. J. Electromagnetic Analysis & Applications, 2009, no. 3, pp. 152–162.
9. Femia N., Granozio D., Petrone G., Spaguuolo G., Vitelli M. Optimized one – cycle control in photovoltaic grid connected applications. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2006, vol. 42, iss. 3, pp. 954–972.
10. Leedy AW, Liping G, Aganah K.A. A constant voltage MPPT method for a solar powered boost converter with DC motor load. Proceedings of IEEE, Southeastcon, 2012, pp. 1–6.
11. Pandey A., Dasgupta N., Mukerjee A.K. A simple single – sensor MPPT solution. IEEE Trans – actions on Power Electronics, 2007, vol. 22, iss. 2, pp. 698–700.

12. Yuansheng X, Suxiang Q, Jianming X. Research on constant voltage with incremental conductance MPPT method. Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Asia –Pacific, 2012, pp. 1–4.

13. Park M., Yu I.K. A study on optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell. Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th The Annual Conference of IEEE, 2004, vol. 3, pp. 2040–2045.

14. Lopez –Lapena O, Penella M.T. Low –power FOCV MPPT controller with automatic adjustment of the sample&hold. Electronics Letters, 2012, vol. 48, iss. 20, pp. 1301–1303.

15. Tse K.K., Chung H.S.H., Hui S.Y.R., Ho M.T. A Novel maximum power point tracking technique for PV panels. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, 2001, vol. 4, pp. 1970–1975.

16. Г.В. МАЛИНИН, А.В. СЕРЕБРЯННИКОВ, СЛЕЖЕНИЕ ЗА ТОЧКОЙ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ, 2016. №3

17. Kobayashi K., Matsuo H., Sekine Y. A novel optimum operating point tracker of the solar cell power supply system. Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 2147–2151.

18. Djeghloud H., Guellout O., Larakeb M., Bouteldja O., Boukebbous S., Bentounsi A. Practical study of a laboratory undersized grid –connected PV system. 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies – Asia (ISGT ASIA), 2014, pp. 618–623.

19. Narendiran S. Grid tie inverter and MPPT – a review. International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2013, pp. 564–567.

20. Sera D, Kerekes T., Teodorescu R., Blaabjerg F. Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 2, 2006, pp. 1420–1425.

21. Elgendy M.A., Zahawi B., Atkinson D.J. Assessment of perturb and observe MPPT algorithm implementation techniques for PV pumping applications. IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 3, no. 1, 2012, pp. 21–33.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		95

22. Femia N., Petrone G., Spagnuolo G., Vitelli M. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 963–973.

23. Dorofte C., Borup U., Blaabjerg F. A Combined two –method MPPT control scheme for grid –connected photovoltaic systems. European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden, 2005, pp. 1–10.

24. Ying –Tung H, China –Hong C. Maximum power tracking for photovoltaic power system. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002, vol. 2, pp. 1035–1040.

25. Esram T., Chapman P.L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, 2007, pp. 439–449.

26. Salas V., Olias E., Barrado A., Lazaro A. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand –alone photovoltaic systems. Solar Energy Materials and Solar Cells 90, 2005, pp. 1555–1578.

27. Lee J.H., Bae H., Cho B.H. Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE –PEMC 2006, 2006, pp. 603–607.

28. Topologies of DC-DC Converter in Solar PV Applications [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/SyqCQ3>

29. V.C. Kotak, Preti Tyagi. DC To DC Converter in Maximum Power Point Tracker. International Journal of Advanced Research in Electrical. 2007

30. Christopher D. Lute. AN IMPROVED DC-DC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC POWER SYSTEM APPLICATIONS [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/MyrK9P>

31. D. Choudhary, A. Ratna Saxena. DC-DC Converter for MPPT of PV System [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/hyrLpU>

32. Перетворювач постійного струму для фотоелектричних систем [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cutt.ly/nyrZL9>

33. Устройство контроллера с отслеживанием ТММ для управления системой выработки электроэнергии на основе фотоэлектрических источников [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/myrZVj>

34. MPPT контроллеры [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/zyqZ9k>

35. Контроллеры для солнечных батарей [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/7yqXeC>

36. STM32F303K8 Datasheet [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/riTQ1n>

37. HSMX-C670 Datasheet [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/xiHajq>

38. STPS2L30 Datasheet [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/DiHsGu>

39. BQ25505 Datasheet [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25505.pdf>

40. Розрахунок елементів друкованого монтажу [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/ijsx5>

41. Класи точності друкованих плат [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/nijg1r>

42. Методичні вказівки по курсу «ФТОК-1» [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://u.to/JCSgFQ>

43. Савельев А.Я., Овчинников В.А. Конструирование ЭВМ и систем: Учебник для техн. вузов по спец. «Электрон. выч. маш.» - М.: Высш. шк., 1984. – 248 с.

44. С. М. Боровиков. Расчёт показателей надёжности радиоэлектронных средств: учеб.-метод. пособие. – Минск : БГУИР, 2010. – 68 с.

45. Лескин В.Ф., Методические указания по конструкторско-технологическому и электрическому расчету печатных плат // В.Ф. Лескин, А.Н. Лысенко, Т.Л. Захарченко – Киев, НТУУ «КПИ», 2010.

46. XC6206P332MR Datasheet_[Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://u.to/9SSgFQ>

47. SOT-23 Datasheet_[Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://u.to/YiWgFQ>

48. Выбор радиаторов и расчет температур [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://u.to/niWgFQ>

49. TPS62736RGYT Datasheet_[Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62736.pdf>

50. Подключение sd карты памяти к stm32 [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/diLaRA>

51. BH1750FVI Datasheet [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://cutt.ly/OiLaOi>

ГОСТ 15150-69 МАШИНЫ, ПРИБОРЫ И ДРУГИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗДЕЛИЯ

ГОСТ 28884-90 РЯДЫ ПРЕДПОЧТИТЕЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ДЛЯ РЕЗИСТОРОВ И КОНДЕНСАТОРОВ

ГОСТ 23571-86 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Основные параметры конструкции

ГОСТ 2825-67 РЕЗИСТОРЫ ПОСТОЯННЫЕ. РЯДЫ НОМИНАЛЬНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

ГОСТ 12.2.007.0-75 Система стандартов безопасности труда

ГОСТ 23216-78 Изделия электротехнические. Хранение, транспортирование, временная противокоррозионная защита, упаковка.

ГОСТ 21930-76 ПОС 61

ГОСТ 26246.5-89 Материал электроизоляционный фольгированный нормированной горючести для печатных плат на основе стеклоткани, пропитанной эпоксидным связующим (FR-4)

ТУ 6-21-14-90 Лак УР-231

Додаток А Технічне завдання на проектування

1. Найменування та галузь використання

Система слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів. Прилад використовується в сонячних батареях для ефективного використання енергії, що вони виробляють.

2. Підстава для розробки

Підставою для розробки є завдання на дипломний проект згідно наказу по НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» №.1405с від 27.05.2019 р.

3. Мета і призначення розробки

Розробка установки для слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів, яка відрізняється від аналогічних рішень простотою алгоритму роботи та мінімальною затратою енергоресурсів мікроконтролера. Пристрій призначається для збільшення енергії, яку виробляють фотоелектричні перетворювачі.

4. Технічні вимоги

4.1. Склад виробу й вимоги до пристрою, що розробляється.

Пристрій являє собою моноблочну конструкцію, яка містить:

- мікроконтролер STM32F303K8;
- датчик температури LM35;
- датчик освітленості на базі чіпа BH1750;
- мікросхему слідкування за ТМП BQ25505;
- пристрій індикації LCD 1602;
- зчитувач SDCard;
- джерело живлення – 9В.

4.2. Показники призначення.

Пристрій повинен забезпечувати:

- зчитування актуальних характеристик навколишнього середовища з датчиків температури та освітленості;

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		99

- зчитування даних про модель ФЕ перетворювача з SDCard;
- обрахунок ТМП за алгоритмом;
- подачу оптимальної напруги на ФЕ перетворювач.

4.3. Вимоги до надійності.

Середній час напрацювання на відмову повинен бути на менше 26280 год (3 роки).

4.4. Вимоги до технологічності.

Використовувати сучасні конструкторські підходи для розробки з орієнтацією на кінцеве виробництво на підприємствах України.

4.5. Вимоги до рівня уніфікації й стандартизації.

Для виготовлення пристрою передбачається максимальне застосування стандартних, уніфікованих деталей та виробів.

4.6. Вимоги безпеки обслуговування.

Дотримуватись загальних вимог безпеки до апаратури, що зазначені в ГОСТ 12.2.007-75.

4.7. Вимоги до складових частин виробу, сировини, вихідних і експлуатаційних матеріалів.

Для виробництва пристрою повинні використовуватися матеріали імпортного виробництва, які можливо купити та замінити в Україні, або власна елементна база, яка розробляється в Україні.

4.8. Умови експлуатації.

Кліматичне виконання УХЛ.1.1 по ГОСТ 15150-69. Для експлуатації на відкритому повітрі.

4.9. Вимоги до транспортування і зберігання.

Група умов зберігання Л1 по ГОСТ 15150-69. Зберігати в зачинених, опалювальних та вентильованих приміщеннях, в яких забезпечуються наступні умови: температура повітря +5...+40°C, відносна вологість повітря 60% при 20°C (середньорічне значення), атмосферний тиск 84...106кПа.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		100

Транспортувати автомобільним, залізничним або авіаційним видами транспорту в спеціальній транспортній тарі. Умови транспортування середні (С) по ГОСТ 23216-78.

4.10. Додаткові технічні вимоги.

Технічні характеристики приладу:

Габаритні розміри	не більше 120х120х50
Маса	не більше 300г
Живлення	9В±5%
Мах струм споживання	120 мА

5. Результати роботи

5.1. Результати даної роботи можуть бути використані як вихідна документація по створенню прототипу пристрою, його програмування, налагодження й подальшого впровадження в серійне виробництво.

5.2. Дана робота (звітна документація) після виконання надається на кафедру КЕОА для подальшого захисту й зберігання як навчальної документації.

6. Робота повинна містити в собі документи

- пояснювальну записку (формату А4, до 110 аркушів) ;
- схему електричну принципову та перелік елементів (формату А1, А4 відповідно) ;
- складальне креслення плати та специфікацію (формату А1, А4 відповідно);
- креслення друкованої плати (формату А1) ;
- креслення основи, кришки, складальне креслення корпусу з платою, специфікацію (А3, А2, А2, А4 відповідно)

7. Порядок розгляду й приймання роботи

Порядок розгляду й приймання роботи на загальних умовах, прийнятих на кафедрі КЕОА. Рецензування й прийняття роботи комісією на загальних умовах.

					<i>ДК52.4 11251.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		101

У процесі виконання роботи проміжні звіти надаються комісії не рідше 1 раз у тиждень на загальних умовах.

8. Економічні показники

В умовах даного проекту не розглядаються.

9. Етапи розробки

№ п/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Час виконання етапів проекту
1	Аналіз технічного завдання	16.03.19-26.03.19
2	Вибір елементної бази та друкованої плати	26.03.19-02.04.19
3	Схемо-технічне проектування	02.04.19-09.04.19
4	Виконання креслення схеми електричної принципової	09.04.19-23.04.19
5	Конструкторсько-технологічні розрахунки	23.04.19-30.04.19
6	Електричний розрахунок друкованої плати	30.04.19-07.05.19
7	Розрахунок віброміцності ДП	07.05.19-14.05.19
8	Проектування у Altium Designer	14.05.19-21.05.19
9	Виконання креслень друкованої плати та складального креслення друкованого вузла	21.05.19-28.05.19
10	Оформлення пояснювальної записки	28.05.19-10.06.19

Додаток Б Код програми

```

/* Includes -----*/
#include "main.h"

/* Private variables -----*/
DAC_HandleTypeDef hdac2;

SMBUS_HandleTypeDef hsmbus1;

SPI_HandleTypeDef hspi1;

/* USER CODE BEGIN PV */

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_I2C1_SMBUS_Init(void);
static void MX_SPI1_Init(void);
static void MX_DAC2_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code -----*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    /* USER CODE BEGIN 1 */

    /* USER CODE END 1 */

    /* MCU Configuration-----*/

    /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick.
    */
    HAL_Init();

    /* USER CODE BEGIN Init */

    /* USER CODE END Init */

    /* Configure the system clock */
    SystemClock_Config();

    /* USER CODE BEGIN SysInit */

    /* USER CODE END SysInit */

    /* Initialize all configured peripherals */
    MX_GPIO_Init();

```

```

MX_I2C1_SMBUS_Init();
MX_SPI1_Init();
MX_DAC2_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */

/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
}
/* USER CODE END 3 */
}

/**
 * @brief System Clock Configuration
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInit = {0};

    /**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
    RCC_OscInitStruct.HSISState = RCC_HSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_NONE;
    if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
                                  |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
    RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_HSI;
    RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

    if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_0) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    PeriphClkInit.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_I2C1;
    PeriphClkInit.I2c1ClockSelection = RCC_I2C1CLKSOURCE_HSI;
    if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInit) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

/**
 * @brief DAC2 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None

```

```

    */
static void MX_DAC2_Init(void)
{
    /* USER CODE BEGIN DAC2_Init 0 */

    /* USER CODE END DAC2_Init 0 */

    DAC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

    /* USER CODE BEGIN DAC2_Init 1 */

    /* USER CODE END DAC2_Init 1 */
    /**DAC Initialization
    */
    hdac2.Instance = DAC2;
    if (HAL_DAC_Init(&hdac2) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /**DAC channel OUT1 config
    */
    sConfig.DAC_Trigger = DAC_TRIGGER_NONE;
    sConfig.DAC_OutputSwitch = DAC_OUTPUTSWITCH_ENABLE;
    if (HAL_DAC_ConfigChannel(&hdac2, &sConfig, DAC_CHANNEL_1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN DAC2_Init 2 */

    /* USER CODE END DAC2_Init 2 */

}

/**
 * @brief I2C1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_I2C1_SMBUS_Init(void)
{
    /* USER CODE BEGIN I2C1_Init 0 */

    /* USER CODE END I2C1_Init 0 */

    /* USER CODE BEGIN I2C1_Init 1 */

    /* USER CODE END I2C1_Init 1 */
    hsmbus1.Instance = I2C1;
    hsmbus1.Init.Timing = 0x2000090E;
    hsmbus1.Init.AnalogFilter = SMBUS_ANALOGFILTER_ENABLE;
    hsmbus1.Init.OwnAddress1 = 2;
    hsmbus1.Init.AddressingMode = SMBUS_ADDRESSINGMODE_7BIT;
    hsmbus1.Init.DualAddressMode = SMBUS_DUALADDRESS_DISABLE;
    hsmbus1.Init.OwnAddress2 = 0;
    hsmbus1.Init.OwnAddress2Masks = SMBUS_OA2_NOMASK;
    hsmbus1.Init.GeneralCallMode = SMBUS_GENERALCALL_DISABLE;
    hsmbus1.Init.NoStretchMode = SMBUS_NOSTRETCH_DISABLE;
    hsmbus1.Init.PacketErrorCheckMode = SMBUS_PEC_DISABLE;
    hsmbus1.Init.PeripheralMode = SMBUS_PERIPHERAL_MODE_SMBUS_SLAVE;
    hsmbus1.Init.SMBusTimeout = 0x00008061;
    if (HAL_SMBUS_Init(&hsmbus1) != HAL_OK)

```



```

    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN I2C1_Init 2 */

    /* USER CODE END I2C1_Init 2 */

}

/**
 * @brief SPI1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_SPI1_Init(void)
{

    /* USER CODE BEGIN SPI1_Init 0 */

    /* USER CODE END SPI1_Init 0 */

    /* USER CODE BEGIN SPI1_Init 1 */

    /* USER CODE END SPI1_Init 1 */
    /* SPI1 parameter configuration*/
    hspi1.Instance = SPI1;
    hspi1.Init.Mode = SPI_MODE_SLAVE;
    hspi1.Init.Direction = SPI_DIRECTION_2LINES;
    hspi1.Init.DataSize = SPI_DATASIZE_4BIT;
    hspi1.Init.CLKPolarity = SPI_POLARITY_LOW;
    hspi1.Init.CLKPhase = SPI_PHASE_1EDGE;
    hspi1.Init.NSS = SPI_NSS_SOFT;
    hspi1.Init.FirstBit = SPI_FIRSTBIT_MSB;
    hspi1.Init.TIMode = SPI_TIMODE_DISABLE;
    hspi1.Init.CRCCalculation = SPI_CRCCALCULATION_DISABLE;
    hspi1.Init.CRCPolynomial = 7;
    hspi1.Init.CRCLength = SPI_CRC_LENGTH_DATASIZE;
    hspi1.Init.NSSPMode = SPI_NSS_PULSE_DISABLE;
    if (HAL_SPI_Init(&hspi1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /* USER CODE BEGIN SPI1_Init 2 */

    /* USER CODE END SPI1_Init 2 */

}

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};

    /* GPIO Ports Clock Enable */
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_8|GPIO_PIN_10|GPIO_PIN_11|GPIO_PIN_12

```

```

|GPIO_PIN_13|GPIO_PIN_15, GPIO_PIN_RESET);

/*Configure GPIO pins : PA8 PA10 PA11 PA12
                        PA13 PA15 */
GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_8|GPIO_PIN_10|GPIO_PIN_11|GPIO_PIN_12
|GPIO_PIN_13|GPIO_PIN_15;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

/*Configure GPIO pin : PA14 */
GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_14;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);
}

/* USER CODE BEGIN 4 */

/* USER CODE END 4 */

/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @retval None
 */
void Error_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
    /* User can add his own implementation to report the HAL error return state */

    /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed(char *file, uint32_t line)
{
    /* USER CODE BEGIN 6 */
    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
    tex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
    /* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */

```

Додаток В Акт про впровадження

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
Директор ТОВ
«УНІВЕРСИТЕТ СЕДІКОММ»
Григоренко І.В.
03.06. 2019р.

АКТ

впровадження результатів дипломного проекту
виконаного студентом групи ДК-52
кафедри КЕОА ФЕЛ НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського»

Кучеренко Русланом Юрійовичем
на тему «Система слідкування за точкою максимальної потужності
фотоелектричних перетворювачів»

Даний акт складено про те, що результати дипломного проекту «Система слідкування за точкою максимальної потужності фотоелектричних перетворювачів» студента групи ДК-52 кафедри КЕОА ФЕЛ НТУУ «КПІ ім. І. Сікорського» Кучеренко Руслана Юрійовича будуть використанні при розробці виробів ТОВ «УНІВЕРСИТЕТ СЕДІКОММ».

Директор



І.В.

					ДК52.4 11251.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		108